GRONDSLAGEN VAN DE RADIOBUIZENTECHNIEK

PHILIPS BOEKENREEKS OVER ELECTRONENBUIZEN

OPGENOMEN IN PHILIPS TECHNISCHE BIBLIOTHEEK

1E DEEL

UITGAVE MEULENHOFF & Co. N.V. – AMSTERDAM

Copyright 1943 N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken te Eindhoven (Nederland).
Nadruk, ook gedeeltelijk, verboden.
Gedrukt in Nederland.

GRONDSLAGEN VAN DE RADIOBUIZENTECHNIEK

MET 361 FIGUREN EN EEN AANHANGSEL

Een inleiding tot de physische grondslagen, eigenschappen en toepassingen van ontvang- en versterkingsbuizen naar den stand van de techniek in Juli 1943,

door Ir. J. DEKETH

1943

0—5000

E PHILIPS BOEKENREEKS LECTRONENBUIZEN

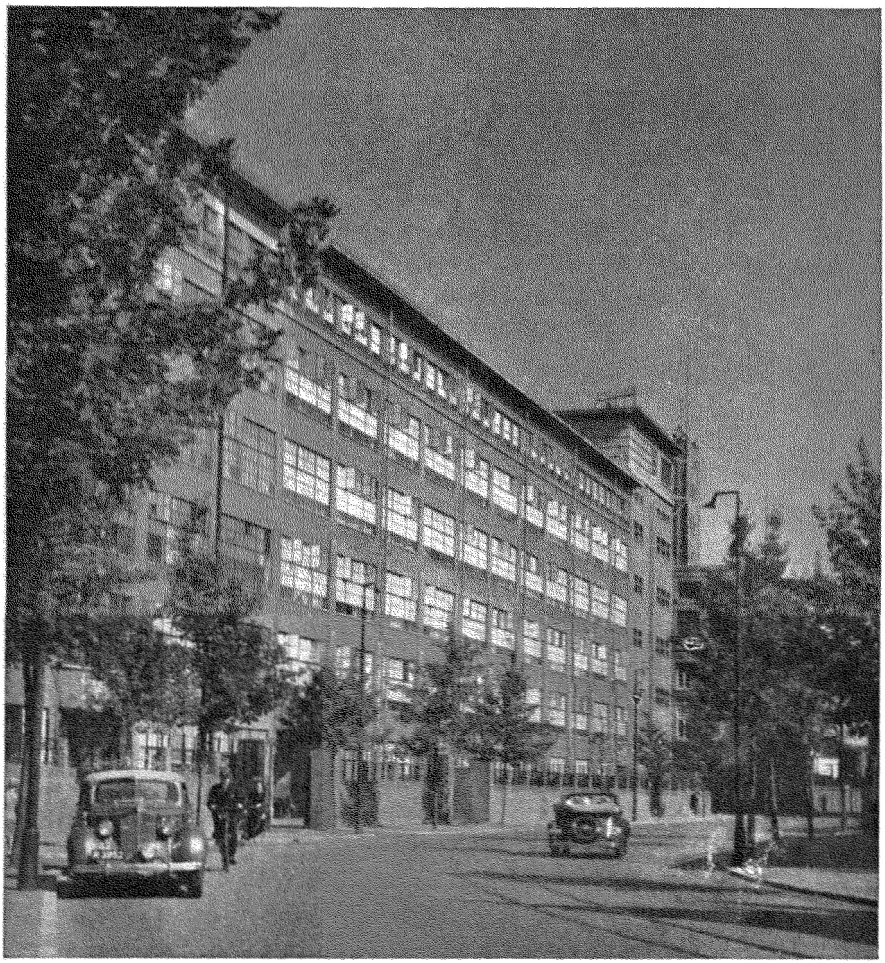
verschenen tot nu toe:

agen van de radiobuizentechniek.

ens en schakelingen van moderne ontvang- en ..erkerbuizen.

Gegevens en schakelingen van moderne ontvang- en versterkerbuizen (supplement).

Verdere deelen zijn in bewerking.



Een gedeelte van de Philips' Radiobuizenfabriek te Eindhoven.

VOORWOORD

Dit boek is ontstaan uit een oorspronkelijk in de Duitsche taal uitgegeven werk, getiteld: „Grundlagen der Röhrentechnik". Dit werk had, ook in Nederland, een bijzonder groot succes en moest ettelijke malen herdrukt worden, hetgeen tot het plan leidde, een Nederlandsche uitgave te laten verschijnen. De schrijver zou hierdoor tevens in de gelegenheid zijn, voorstellen over verbeteringen en uitbreidingen in werkelijkheid om te zetten.

De opzet van de *oorspronkelijke uitgave* was een boek te brengen, dat niet met radio op de hoogte zijnde technici en studeerenden een inzicht geeft in het wezen van de *radiobuis voor ontvangstdoeleinden* en in haar toepassingen in ontvangers en soortgelijke toestellen. Het doel was echter voor een groot deel ook, vakmenschen een handig overzicht te bieden over de eigenschappen en de werkingswijze van *electronenbuizen,* die voornamelijk voor radio-ontvangst ontworpen worden. Het boek moest verder een technische inleiding zijn en den grondslag vormen voor de in de volgende twee deelen van deze boekenserie „Gegevens en Schakelingen van Moderne Ontvang- en Versterkerbuizen" en het supplement hierop behandelde beschrijvingen met gegevens en karakteristieken van Philips electronenbuizen.

Van deze doelstellingen uitgaande werden eerst op zeer eenvoudige wijze de physische grondslagen van de radiobuis behandeld en werd daarna een kort overzicht gegeven van den bouw en de fabricage van radiobuizen. Vervolgens werden de buiseigenschappen behandeld, die vastgelegd worden door gegevens en karakteristieken, en werden de voor de verschillende ontvangertrappen bestaande buistypen met hun eigenschappen en de daaraan te stellen eischen besproken. Ook werden begrippen, zooals het ruischen ten gevolge van de buizen, kortegolfeigenschappen, laagfrequente tegenkoppeling, kruismodulatie enz., verklaard en benut. Hierbij werden uitsluitend onderwerpen behandeld, die in de practijk bewezen hebben van beteekenis te zijn.

De volgorde van de hoofdstukken werd daarbij zooveel mogelijk zóó gekozen, dat een gestadige ontwikkeling van den gedachtengang plaats heeft en dat in volgende hoofdstukken gebruik gemaakt kon worden van begrippen, die in voorgaande hoofdstukken werden verklaard. Waar de duidelijkheid dit noodzakelijk maakte, werd niet geschroomd in korte herhaling te vervallen.

Aan de bovenstaande doelstellingen zou ook de *Nederlandsche uitgave* moeten voldoen. Schrijver achtte het wenschelijk, de in het oorspronkelijke werk zeer kort gehouden beschrijving van de physische grond-

slagen, waarop de werking van de radiobuis berust, uit te breiden, daar een goede kennis hiervan, bijv. van de potentiaalverdeeling in de buis, van den invloed van de ruimtelading, van de thermische emissie, van de secundaire emissie, van de contactpotentiaal enz., zeer belangrijk is voor het juiste begrip van de werking van de radiobuis en haar eigenschappen en toepassingen, alsook van vele in de practijk optredende verschijnselen. Dit onderwerp vereischt echter een groote zelfbeperking, daar een bewerking ervan alras tot een boekwerk op zichzelf uitgroeit. Er moest dus wel noodgedwongen een compromis gezocht worden tusschen duidelijkheid en volledigheid eenerzijds en omvang anderzijds.
Er werden nieuwe hoofdstukken toegevoegd over onderwerpen, die in het oorspronkelijke werk niet behandeld waren, o.a. een hoofdstuk over buiscapaciteiten en eenige hoofdstukken over storingsverschijnselen, die in buizen kunnen optreden. Bestaande hoofdstukken werden deels volledig omgewerkt, uitgebreid en aangepast aan voorgaande hoofdstukken, waarbij gestreefd werd het boek op het meest moderne peil te brengen. Zoo wordt in hoofdstuk IX een kort overzicht gegeven van de werking van frequentiemodulatie en van de samenstelling van ontvangers voor frequentiegemoduleerde signalen.
Aan het einde van dit boek vindt de lezer een aanhangsel, waarin een uitgebreide verzameling van definities, formules en tabellen met allerlei gegevens, die den lezer van nut kunnen zijn bij de studie en bij het berekenen en ontwerpen van toestellen met electronenbuizen.
Er wordt verder attent gemaakt op de eveneens aan het einde aanwezige lijst van door Philips auteurs gedane publicaties op het gebied van electronenbuizen, radio-ontvangst en zendwezen en toepassingen van diverse soorten electronenbuizen. Vele van deze publicaties zijn verschenen in het Philips Technisch Tijdschrift, waarin geregeld interessante artikelen over electronenbuizen en hun toepassingen verschenen zijn. Verder wordt nog verwezen naar de bij Julius Springer in Berlijn verschenen boeken van Dr. M. J. O. Strutt over buizen en toestellen met buizen (zie het overzicht van boekwerken op het gebied van electronenbuizen en hun toepassingen, eveneens aan het einde van dit boek).
Dit boek richt zich tot allen, die zich bezig houden met het ontwerpen en fabriceeren van toestellen met electronenbuizen, met de reparatie en het onderhoud ervan en tot hen die experimenteeren en studeeren. De inhoud berust gedeeltelijk op publicaties en geschriften van het „Natuurkundig Laboratorium der N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken" en van de láboratoria in de Philips Buizenfabrieken. In het bijzonder werd gebruik gemaakt van geschriften van Dr. C. F. Veenemans, Dr. M. J. O. Strutt, Dr. J. L. H. Jonker, Ir. H. van Suchtelen, Ir. B. D. H.

Tellegen, Ir. A. J. Heins van der Ven, Dr. B. G. Dammers, Ir. J. M. van Hofweegen, Ir. P. H. J. A. Kleynen en anderen. De schrijver is veel dank verschuldigd aan de heeren Dr. E. Oosterhuis, Dr. W. de Groot, Dr. C. F. Veenemans, Dr. M. J. O. Strutt, Ir. B. D. H. Tellegen, Dr. J. L. H. Jonker, Ir. H. van Suchtelen, Ir. P. H. J. A. Kleynen en vele anderen, die zich tijd noch moeite gespaard hebben, om met raad en daad bij te dragen tot den vorm waarin dit boek uiteindelijk gedrukt werd en om de tallooze drukproeven door te lezen. Aan de oorspronkelijke Duitsche uitgave werd indertijd ook nog medegewerkt door de heeren Ir. G. van Beusekom en Ir. J. M. van Hofweegen, aan wien de schrijver even grooten dank verschuldigd blijft.

Eindhoven, Augustus 1943.

J. Deketh.

INHOUDSOPGAVE

Blz.

VOORWOORD 06

INHOUDSOPGAVE 09

INLEIDING 1

HOOFDSTUK I. **Grondbeginselen van de werking der radiobuis** 3
§ 1. Electroden 3
§ 2. De gelijkrichtwerking 4
§ 3. De versterking door sturen van den anodestroom 4
§ 4. De negatieve roosterspanning van versterkingsbuizen 6

HOOFDSTUK II. **Eenige physische begrippen omtrent electronen en electrischen stroom** 7
§ 1. Electronen 7
§ 2. De bouw van het atoom 7
§ 3. De bouw van de vaste stof 8
§ 4. Het ontstaan van een electrischen stroom; electrische weerstand 9

HOOFDSTUK III. **De gedragingen van de electronen in electrostatische en magnetische velden; het ontstaan van ruimtelading** 10
§ 1. Electronen in een electrostatisch veld 10
§ 2. Electronen in een magnetisch veld 13
§ 3. Potentiaalverdeelingsdiagrammen 14
§ 4. De ruimtelading 17

HOOFDSTUK IV. **De beginselen van de electronenemissie** . 21
§ 1. De binding van de electronen in het metaal . . 21
§ 2. De snelheids- of energieverdeeling van de electronen en de uittreearbeid 22
§ 3. Electronenemissie en verzadigingsstroom . . . 23
§ 4. Invloed van de electronenemissie op de potentiaalverdeelingsdiagrammen 24

Blz.

§ 5. De aanloopstroom 25
§ 6. De contactpotentiaal tusschen metalen of het Volta-effect 28
§ 7. Het emissierendement 29
§ 8. De electronenemissie van oppervlakken van zuiver metaal 30
§ 9. De electronenemissie van oxydekathoden . . . 32
a) Het activeeren van de oxydekathoden . . . 33
b) De verzadigingsstroom van de oxydekathode . 34
c) De aanloopstroom bij oxydekathoden . . . 35
d) De contactpotentiaal bij oxydekathoden . . 35

HOOFDSTUK V. **De secundaire electronenemissie** 36
§ 1. De geschiktheid van oppervlakken om secundaire electronen te emitteeren 36
§ 2. De energieverdeeling van de secundaire electronen; elastisch teruggekaatste primaire electronen . . . 37
§ 3. Eenige practische waarden voor den secundaire-emissiefactor 38
§ 4. Invloed van de hoedanigheid van het oppervlak op den secundaire-emissiefactor 40

HOOFDSTUK VI. **Eenige belangrijke onderdeelen van de radiobuis** 41
§ 1. De kathode 41
a) Direct verhitte kathoden 41
b) Indirect verhitte kathoden 44
§ 2. Roosters 46
§ 3. De anode 47
§ 4. De inwendige zwarting van den ballon 47
§ 5. De afschermingen 47
§ 6. Gasbinder (getter) 48
§ 7. Metalliseering 48
§ 8. Afschermkooi 48

HOOFDSTUK VII. **Bouw van de radiobuis** 49
§ 1. Glazen buizen met kneep 49
§ 2. Glazen buizen met bodem van geperst glas . . . 54
a) Beschrijving van de constructie van een buis met een bodem van geperst glas 54
b) Voordeelen van de constructie zonder kneep . 57
§ 3. Metalen buizen 61
§ 4. Nabeschouwing 65

Blz.

HOOFDSTUK VIII. **De fabricage van de radiobuis** . . . 66
§ 1. Glazen ballon en overige glazen deelen . . . 68
§ 2. Huls van „Philite" 68
§ 3. De vervaardiging van kathoden en gloeidraden . . 69
§ 4. De vervaardiging van roosters 71
§ 5. De vervaardiging van anoden 76
§ 6. De vervaardiging van verdere onderdeelen . . 77
§ 7. De montage van het electrodensysteem 79
§ 8. Het luchtledig pompen van de buizen 80
§ 9. Het metalliseeren van de buizen 84
§ 10. Het proefbranden of uitbranden, mechanische en electrische contrôle 84

HOOFDSTUK IX. **De verschillende taken, die de buizen moeten vervullen** 89
§ 1. De aard van de signalen, die door de antenne worden opgevangen 89
a) Signalen, waarvan de amplitude wordt gemoduleerd 91
b) Signalen, waarvan de frequentie wordt gemoduleerd 95
§ 2. Beknopte uiteenzetting van de werking van het ontvangtoestel 99
§ 3. Voeding van de toestellen 103
§ 4. Opsomming van enkele taken, die de buizen moeten vervullen 104

HOOFDSTUK X. **Schematische voorstelling van de electroden in de radiobuis** 106

HOOFDSTUK XI. **Benaming van de verschillende typen buizen en beknopte aanduiding van de toepassing ervan in ontvangtoestellen** 107
§ 1. Dioden 107
§ 2. Trioden 108
§ 3. Tetroden 108
§ 4. Penthoden 109
§ 5. Hexoden 109
§ 6. Heptoden 110
§ 7. Octoden 110
§ 8. Gecombineerde buizen 111

Blz.

HOOFDSTUK XII. **Eigenschappen van de buizen** 113
§ 1. Anodestroom-roosterspanningskarakteristiek . . 113
§ 2. Steilheid van de buis 114
§ 3. Anodestroom-anodespanningskarakteristieken . . 115
§ 4. Inwendige weerstand 116
§ 5. Versterkingsfactor 118
§ 6. Verband tusschen de scharen van I_a/V_g en van I_a/V_a karakteristieken 121
§ 7. Verschillende soorten koppelingen 122
§ 8. Voorstelling van den anodeweerstand in een schaar van I_a/V_a karakteristieken 124
§ 9. Vervangingsschema voor een versterkingsbuis . . 125
a) De buis als stroombron 125
b) De buis als spanningsbron 126
§ 10. Dynamische steilheid en dynamische karakteristieken 128
§ 11. Wisselstroomweerstand in de anodeketen . . . 131
§ 12. Het vermogen in de anodeketen 133
§ 13. Keuze van het werkpunt 134

HOOFDSTUK XIII. **De werking van de verschillende roosters** 137
§ 1. Het stuurrooster 137
a) De stuurspanning 137
b) Het eilandeffect 139
§ 2. Het schermrooster 141
a) Principe 141
b) De stroomverdeeling 142
α) De stroomverdeeling in het gebied van terugkeerende electronen 144
β) De stroomverdeeling in het gebied van doorloopende electronen 146
c) De ruimtelading in de ruimte tusschen schermrooster en anode, de virtueele kathode . . . 147
d) De secundaire emissie van de anode en het schermrooster bij een tetrode 149
§ 3. Het vangrooster 152
§ 4. Een tweede stuurrooster achter een schermrooster . 154
§ 5. Een schermrooster achter een tweede stuurrooster . 154

HOOFDSTUK XIV. **De buiscapaciteiten** 155
§ 1. De verschillende electrodecapaciteiten bij afwezigheid van ruimtelading 155
a) De capaciteiten van een triode . . . . 156.

Blz

α) De roostercapaciteit 157
β) De anodecapaciteit 157
γ) De rooster-anodecapaciteit 157
b) De capaciteiten van een penthode 163
α) De roostercapaciteit 163
β) De anodecapaciteit 163
γ) De rooster-anodecapaciteit 164
c) De capaciteiten van een octode 165
d) De capaciteiten van andere meerroosterbuizen en van gecombineerde buizen 165
§ 2. De invloed van de ruimtelading op de capaciteiten 166

HOOFDSTUK XV. **Gevolgen van de kromming der karakteristiek** 171
§ 1. Vervorming 171
§ 2. Het leggen van twee signalen aan hetzelfde rooster 176
§ 3. Brommodulatie 177
§ 4. Gevolgen van de kromming van de steilheidskarakteristiek 179
a) Modulatievervorming en modulatieverdieping . 179
b) Kruismodulatie 182

HOOFDSTUK XVI. **Eindversterking** 187
§ 1. De taak, die de eindtrap te vervullen heeft, en de daarvoor toegepaste buizen 187
§ 2. De aanpassing van den luidspreker aan de eindbuis 188
§ 3. De gunstigste aanpassing bij trioden in enkelvoudige schakeling 189
§ 4. De gunstigste aanpassing bij penthoden in enkelvoudige schakeling 193
§ 5. De vervorming in eindbuizen in enkelvoudige schakeling 195
a) Eenige beschouwingen over de toelaatbare vervorming 195
b) Het verband tusschen het uitgangsvermogen en de vervorming 197
c) Het uitgangsvermogen en de vervorming bij waarden van de aanpassingsimpedantie, welke van de gunstigste afwijken 198
§ 6. De eischen, die aan eindpenthoden voor enkelvoudige schakeling moeten worden gesteld 202

Blz.

§ 7. Balanseindtrappen 205
§ 8. Instelling klasse A 208
§ 9. Instelling klasse B 208
§ 10. Het sturen in het roosterstroomgebied 212
§ 11. Instelling klasse A/B 215
§ 12. Aanpassing van den luidspreker aan klasse B en klasse A/B eindtrappen 216

HOOFDSTUK XVII. **De gelijkrichting van het H.F. of M.F. signaal** 218
§ 1. De gelijkrichtende werking van een diode . . . 218
§ 2. Invloed van de stroom-spanningskromme van de diode 222
§ 3. Invloed van het koppelelement op de detectiewerking 225
§ 4. De door den diodedetector veroorzaakte demping . 228
a) Het ontstaan van de demping 228
b) Vervangingsweerstand voor de gelijkrichtschakeling 228
α) Demping bij groote signalen 228
β) Demping bij kleine signalen 229
c) Demping, indien de lekweerstand parallel aan den kring ligt 231

HOOFDSTUK XVIII. **Netspanningsgelijkrichters** 232
§ 1. Inleiding 232
§ 2. Enkelfasige gelijkrichtbuizen 232
§ 3. Dubbelfasige gelijkrichtbuizen 237
§ 4. Spanningsverdubbeling 238
§ 5. Berekening van de rimpelspanning 240
§ 6. De gemiddelde, effectieve en maximale stroom in de gelijkrichtschakeling 241

HOOFDSTUK XIX. **Opwekking van trillingen** 244
§ 1. Het ontdempen door een versterkingsbuis . . . 244
§ 2. Automatische roostervoorspanning 245
§ 3. Het opnemen van den trillingskring in de anodeketen 249
§ 4. De voorwaarden voor genereeren 249
§ 5. De effectieve steilheid en de gemiddelde anodegelijkstroom van de oscillatorbuis 252
§ 6. Speciale oscillatorschakelingen 256
§ 7. Het benutten van de opgewekte oscillatorspanning 257

Blz.

HOOFDSTUK XX. **Menging** 260
§ 1. Grondbegrippen inzake de menging 260
§ 2. Mengbuizen, waarbij de oscillatorspanning en het H.F. signaal aan dezelfde electrode worden gelegd 265
§ 3. Mengbuizen, waarbij de oscillatorspanning en het H.F. signaal aan verschillende electroden worden gelegd 268
a) Mengbuizen, waarbij de electronenstroom eerst door het H.F. signaal en daarna door de oscillatorspanning wordt gestuurd 268
b) Mengbuizen, waarbij de electronenstroom eerst door de oscillatorspanning en daarna door de H.F. wisselspanning wordt gestuurd . . . 272
§ 4. Nevenverschijnselen bij mengbuizen 273
a) Looptijdstroom 273
b) Inductie-effect 274
c) Frequentieverschuiving 279
d) Fluittonen 282
e) Ruisch 285
f) Kruismodulatie, modulatievervorming en brommodulatie 286
§ 5. Roosterstroomkrommen 286

HOOFDSTUK XXI. **Regeling van de versterking (buizen met regelbare steilheid)** 287
§ 1. Doel en verwezenlijking van de versterkingsregeling 287
§ 2. Voorwaarden, waaraan de geregelde buizen moeten voldoen 288
§ 3. Middelen, waarmede men den karakteristiekvorm beinvloedt 290
§ 4. De logarithmische steilheidskarakteristiek en de niet-lineaire vervorming 293
§ 5. Meeloopende schermroosterspanning 297
§ 6. Toepassing van buizen met regelbare steilheid voor L.F. versterking 300

HOOFDSTUK XXII. **Automatische volumeregeling** . . . 302
§ 1. Doel van de automatische volumeregeling . . . 302
§ 2. Principieele verwezenlijking van de automatische volumeregeling 302
§ 3. Uitgestelde automatische volumeregeling . . . 304

Blz.

§ 4. Aansluiting van de diode voor de automatische volumeregeling op het voorafgaande bandfilter . . . 305
a) De invloed op de selectiviteit van het bandfilter 306
b) De invloed op de scherpte van de afstemming op een zender 307
c) De invloed op de modulatievervorming . . . 308
§ 5. De drie-diodenschakeling 309
§ 6. Practische verwezenlijking van drie-diodenschakelingen 313
§ 7. De regelingskromme van de automatische volumeregeling 315
§ 8. Versterkte automatische volumeregeling . . . 317
§ 9. Automatische volumeregeling, waarbij de L.F. versterking mee wordt geregeld 319
§ 10. Korte opmerking betreffende de spanning over den lekweerstand bij afwezigheid van een draaggolf . 321

HOOFDSTUK XXIII. **De ruisch van versterkingsbuizen** . . 322
§ 1. Algemeene beschouwingen over den ruisch en in het bijzonder over den ruisch van buizen 322
§ 2. Invloed van de weergavekromme 326
§ 3. Sterkte van den ruisch 327
§ 4. Vergelijking tusschen den ruisch der buizen en dien der kringen 329
§ 5. Verhouding tusschen de signaalsterkte en den ruisch 330

HOOFDSTUK XXIV. **Kortegolfeigenschappen van versterkingsbuizen** 333
§ 1. De demping van den trillingskring door hieraan parallel geschakelde buizen en schakelelementen . 333
§ 2. Eigenschappen van de buizen bij zeer hooge frequenties 335
a) De invloed van den looptijd der electronen op den ingangsweerstand 336
b) De invloed van zelfinducties van de toevoerleidingen en van inductieve en capacitieve koppelingen tusschen de leidingen onderling op den ingangs- en den uitgangsweerstand . . . 337
c) De invloed van den looptijd van de electronen op de steilheid 339
d) De terugwerkingsimpedantie 340
§ 3. In- en uitgangscapaciteiten 341

Blz.

§ 4. Eenige gemeten waarden voor Philips buizen . . 344
a) De ingangsweerstand 344
b) De uitgangsweerstand 345
§ 5. De invloed van de kortegolfimpedanties op practische waarden van kringimpedanties 346

HOOFDSTUK XXV. **Afstemmingsindicatie** 348
§ 1. Doel van de afstemmingsindicatie 348
§ 2. Het principe, waarop de afstemmingsindicatie berust 349
§ 3. De verschillende systemen van afstemmingsindicatie 349
§ 4. De electronenstraal-indicatorbuis 351
§ 5. De neon-indicatorbuis 357

HOOFDSTUK XXVI. **Laagfrequente tegenkoppeling** . . . 359
§ 1. Beschouwingen over de weergavekwaliteit van het ontvangtoestel 359
§ 2. Het principe van de laagfrequente tegenkoppeling . 361
§ 3. Met den uitgangswisselstroom evenredige tegenkoppeling 362
a) Invloed van de stroomtegenkoppeling op de versterking, de vervorming en den inwendigen weerstand 362
b) Practische verwezenlijking van de stroomtegenkoppeling 367
§ 4. Met de uitgangswisselspanning evenredige tegenkoppeling 370
a) Invloed van de spanningstegenkoppeling op de versterking, de vervorming en den inwendigen weerstand 370
b) Practische verwezenlijking van de spanningstegenkoppeling 374
§ 5. De invloed van de tegenkoppeling op storingen . . 377
§ 6. De correctie van de frequentiekarakteristiek met behulp van tegenkoppeling 378
§ 7. Toepassing van gecombineerde buizen in den L.F. voorversterkingstrap 383
§ 8. Faseverhoudingen en stabiliteit in tegenkoppelingsschakelingen 385

HOOFDSTUK XXVII. **Door het net veroorzaakte brom** . . 387
§ 1. Inleiding 387
§ 2. Beschouwingen over de componenten van de wisselspanning van het net 387

Blz.

§ 3. Invloed van de frequentieafhankelijkheid van de oorgevoeligheid 388
§ 4. Definitie van de bromspanning 389
§ 5. De toelaatbare bromspanning 389
a) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij eindbuizen 390
b) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij L. F. voorversterkingsbuizen 390
c) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij detectiedioden 391
d) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij H.F. en M.F. buizen 391
e) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij mengbuizen 392
§ 6. De verschillende oorzaken van brom in de buis . . 392
a) Anodebrom 393
b) Roosterbrom 394
c) Kathodebrom 396
§ 7. Brom ten gevolge van de wisselstroomvoeding van direct verhitte buizen 398

HOOFDSTUK XXVIII. **Microfonisch effect in ontvangbuizen** 400
§ 1. Inleiding 400
§ 2. Oorzaken voor het ontstaan van microfonisch effect 400
§ 3. L.F. microfonisch effect 401
§ 4. Invloed van de bedrijfsspanningen op L.F. microfonisch effect 405
§ 5. H.F. microfonisch effect 405
§ 6. Microfonisch effect bij mengbuizen 408
§ 7. Krakende en krassende geluiden 409
§ 8. Ratelende geluiden 410
§ 9. Slotbeschouwing over de kwaliteit van de buizen . 410

HOOFDSTUK XXIX. **Verschijnselen, die tijdens den levensduur van de buizen optreden** 412
§ 1. Achteruitgang van de emissie 412
§ 2. Verandering van de contactpotentiaal tusschen stuurrooster en kathode 414
§ 3. Omgekeerde roosterstroom 415
a) Ionenstroom 415
b) Roosteremissie 417
c) Isolatiestroom 418

Blz.

§ 4. Tegenemissie 419
§ 5. Electrolyse in den kneep 419

HOOFDSTUK XXX. **Eenige mogelijke storingsverschijnselen door secundaire emissie van isoleerende deelen in de buis** 421
§ 1. Het opladen van isolatoren of geïsoleerde deelen . 421
§ 2. Invloed van de oplading van isolatoren op de werking van de buizen 424
a) H.F. buizen, schakeleffect 424
b) Eindbuizen, vervormingseffect 424
§ 3. Middelen ter vermijding van het schakel- en van het vervormingseffect in de buis 427

HOOFDSTUK XXXI. **Voeding van de buizen** 428
§ 1. De verschillende voedingsbronnen en de erbij toegepaste buizen 428
§ 2. Voeding van wisselstroomtoestellen 431
a) Gloeispanning 432
b) Anodespanning 433
c) Spanningen voor de andere stroomvoerende electroden 434
d) Negatieve roosterspanningen 435
§ 3. Voeding van gelijkstroom-wisselstroomtoestellen . 436
a) Gloeidraadvoeding 436
α) Volgorde van de gloeidraden 437
β) Overbelasting van de gloeidraden door schommelingen van de netspanning . . 438
γ) Stroomstooten bij het inschakelen van den gloeistroom 440
b) Anodespanning 441
c) Omschakeling bij verandering van netspanning 443
§ 4. Voeding van automobielontvangers 445
§ 5. Voeding van batterijtoestellen 447
§ 6. Voeding van batterij-, gelijkstroom- en wisselstroomtoestellen 450

HOOFDSTUK XXXII. **De gevoeligheid van een ontvanger of van een versterkingstrap** 454

AANHANGSEL (definities, formules, tabellen en grafieken) . 457
I. **Eenheden** 458
A. Definitie van en het verband tusschen de verschillende eenhedenstelsels 458

Blz.

Tabel: Het verband tusschen practische, electromagnetische en electrostatische eenheden . . 458
B. De definitie en de eenheden van capaciteit en zelfinductie 459
C. De waarden van eenige natuurconstanten . . . 459

II. **Gelijkstroomketens** 460

III. **Wisselstroomketens** 462

IV. **Trillingskringen** 467
1) Vrije trillingen 467
2) Gedwongen trillingen 467
A. Serieschakeling van C, L en R 467
B. Parallelschakeling van C aan L en R in serie . . 468
C. Parallelschakeling van L, C en R 469
3) Selectiviteit en kwaliteit van trillingskringen . . . 470
A. De selectiviteit van een trillingskring 470
B. Parallelschakeling van een weerstand aan een trillingskring 471
C. Serieschakeling van een weerstand met de spoel of den condensator van een trillingskring . . 471
D. Bepaling van de grootte van den kwaliteitsfactor R/L of 1/R'C van den kring 471
E. Algemeene formules voor de selectiviteit en de kwaliteit van trillingskringen 471
a) Definities 471
b) Formules 471
c) Bepaling van den kwaliteitsfactor d . . . 472
d) Invloed van de vergrooting van den serieweerstand in of van de parallelschakeling van een weerstand aan den kring op den kwaliteitsfactor 472

V. **Bandfilters** 472
Bandfilterkrommenblad I 474
Bandfilterkrommenblad II 475

VI. **De frequentiekarakteristiek van RC-koppelingen in laagfrequentversterkingstrappen** 476
1) Weerstandskoppeling tusschen twee buizen . . . 476
A. De frequentiekarakteristiek voor hooge frequenties 476

Blz.

B. De frequentiekarakteristiek voor lage frequenties. 477
2) Automatische negatieve roosterspanning 478
3) Ontkoppeling door een RC-filter 478
4) Koppeling door een CR-element 479

VII. **De H.F. weerstand van rond draad ten gevolge van het skineffect (met 3 tabellen)** 479

VIII. **Berekening van zelfinducties** 481
1) De zelfinductie van een cirkelvormige winding van een ronden draad 481
2) De wederzijdsche inductie tusschen twee gelijke, evenwijdige, cirkelvormige windingen van een ronden draad 481
3) De zelfinductie van een vierkante winding . . . 482
4) De zelfinductie van luchtspoelen 482

IX. **Eigenschappen van lange leidingen** 486
1) Rechte, ronde draad parallel aan aarde 486
2) Twee parallele draden in lucht opgehangen . . . 486
3) Concentrische leiding of kabel 486

X. **Berekening van capaciteiten** 487
De capaciteit van een condensator bestaande uit twee evenwijdige vlakke platen 487

XI. **Tabellen en grafieken** 488
Decibel en neper 488
Tabel voor het omrekenen van golflengten in frequenties en omgekeerd 489
De doorslagveldsterkte van enkele isolatiematerialen . . 490
De diëlectriciteitsconstante en de verliesfactor van isolatiematerialen bij kamertemperatuur 490
Soortelijke weerstand, soortelijk geleidingsvermogen, soortelijk gewicht en temperatuurcoëfficiënt van materialen . 491
Weerstand van geëmailleerd zacht electrolytisch koperdraad (rond) 492

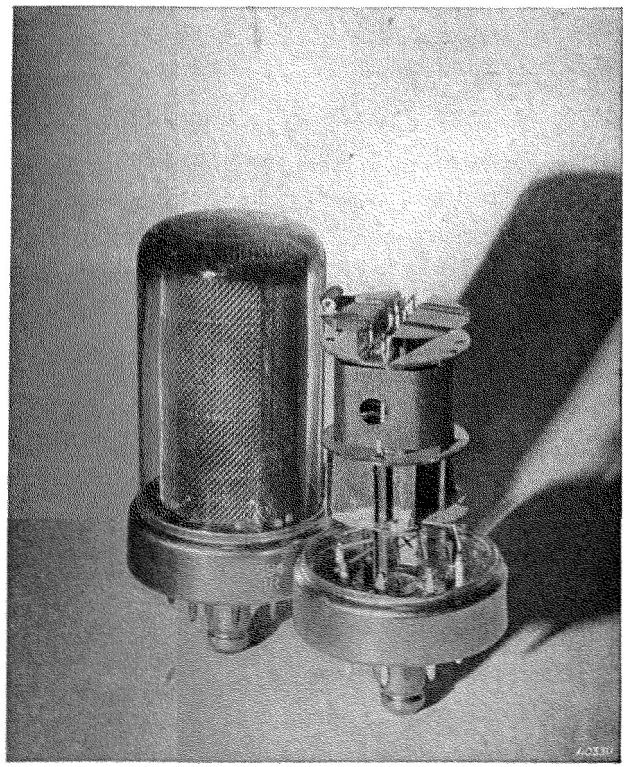
Overzicht van Philips publicaties op het gebied van radiobuizen, radio-ontvangst en aanverwante gebieden 493

Eenige boekwerken op het gebied van electronenbuizen en hun toepassingen 502

Symbolen en aanduidingen 504

Inleiding

De radiobuis versterkt de uiterst zwakke spanningen, die in de antenne worden geïnduceerd, tot zij sterk genoeg zijn, om het gekozen programma met voldoende geluidssterkte in de woonkamer weer te geven; zij vormt aldus het belangrijkste onderdeel van het ontvangtoestel. De spanningen, die door een zender van gemiddelde sterkte in de antenne worden geïnduceerd, zijn in de orde van grootte van enkele duizendsten volt; bij normaal kamergeluid bedraagt de spanning over den luidsprekertransformator ca. 20—30 V, bij maximale geluidssterkte kan zij tot 150 V en hooger oploopen. Het vermogen van het signaal aan den ingang van de eerste versterkingsbuis zal gemiddeld in de orde van grootte van 4×10^{-12} W zijn, terwijl in een normaal toestel, bij volle geluidssterkte, een vermogen van ca. 4 W aan den luidspreker wordt geleverd, zoodat in het toestel een billioenvoudige versterking plaats heeft. Het geheele proces der versterking speelt zich in de buizen van het toestel af, die dus een zeer belangrijke taak moeten vervullen. Zonder de ontwikkeling van de electronenbuis, zou de radiotechniek in de tegenwoordige volmaaktheid niet mogelijk zijn; haar zou integendeel een uiterst bescheiden uitbreiding in een primitieven vorm ten deel zijn gevallen. Ook heden ten dage wordt de vooruitgang van den radio-omroep en de berichtenoverbrenging, evenals die van de nog jonge televisietechniek, door de ontwikkeling en vervolmaking van de electronenbuis bepaald. Ook op andere gebieden gaat de electronenbuis een groote rol spelen. We behoeven in dit verband slechts te wijzen op de moderne meetinstrumenten en het gebruik van electronenbuizen in geautomatiseerde industriëen.



Het uiterlijk van een moderne buis met de inwendige constructie ervan.

HOOFDSTUK I

Grondbeginselen van de werking der radiobuis

§ 1. Electroden

De radiobuis bestaat uit een glazen of metalen vat (buis of ballon), dat door pompen en andere bewerkingen nagenoeg volkomen luchtledig (vrij van gassen) is gemaakt. In dit vat bevindt zich een **electrodensysteem;** in den eenvoudigsten vorm bestaat het uit twee **electroden;** meer gecompliceerde systemen hebben drie of meer electroden. Een electrode is een in de buis geïsoleerd aangebracht metalen deel; de verschillende electroden in de buis worden op bepaalde plaatsen met behulp van metalen geleiders, de **doorvoerdraden,** door den buiswand naar buiten gevoerd; ze kunnen hierdoor buiten de buis electrisch met een **spanningsbron** worden verbonden. De doorvoerdraden zijn aan **aansluitcontacten** vastgesoldeerd, bijv. aan de contacten of pennen van de **huls** of aan het **topcontact** van de buis. Tot de electroden van een buis behooren altijd ten minste een **kathode** en een **anode.** De electrode, die met de **negatieve pool** van een gelijkspanningsbron wordt verbonden, heet kathode, die welke met de **positieve pool** wordt verbonden, anode. Sluit men twee in een luchtledig vat aangebrachte metalen platen, waarvan de eene dus als kathode en de andere als anode wordt gebruikt, op een spanningsbron aan, dan zal normaal geen stroom door de luchtledige ruimte (het **vacuum)** vloeien [1]). Dit zal pas het geval zijn, als voor de kathode een geschikt materiaal wordt gebruikt en dit bovendien door verwarming op een voldoend hooge temperatuur wordt gebracht **(thermische electronenemissie)** [2]).

Bij voldoend hooge spanning tusschen kathode en anode vloeit dan een electronenstroom van de eerstgenoemde electrode naar de laatstgenoem-

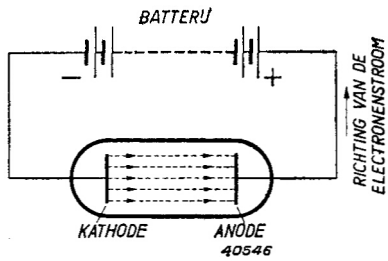


Fig. 1

Luchtledig glazen vat met kathode en anode. Door een positieve spanning tusschen anode en kathode ontstaat van de kathode naar de anode een electronenstroom door het vacuum, mits de kathode uit geschikt materiaal is vervaardigd en op voldoend hooge temperatuur is gebracht.

---

[1]) Afgezien van het geval, dat de spanning tusschen de electroden zeer hoog is, en van het foto-electrische effect.

[2]) De begrippen electronen, electronenstroom en electronenemissie zullen in de volgende hoofdstukken worden toegelicht.

de [1]): de anodestroom (fig. 1). Hierbij wordt een vermogen verbruikt, dat gelijk is aan de aangelegde spanning, vermenigvuldigd met den stroom van kathode naar anode (toegevoerd anodevermogen).

§ 2. De gelijkrichtwerking

Daar de anode niet wordt verwarmd, zal geen stroom door het vacuum vloeien, indien de positieve pool van de spanningsbron (batterij) met de kathode en de negatieve pool met de anode wordt verbonden. Als tusschen de kathode en de anode een wisselspanning wordt gelegd, zal alleen in het tijdsverloop, gedurende hetwelk de anode t.o.v. de kathode positief is, stroom door de buis vloeien. Gedurende het tijdsverloop, waarin de anode negatief is, vindt geen stroomdoorgang plaats.
Hierop berust de **gelijkrichtwerking** van de buis, waarvan bijv. in zoogenaamde detectoren voor de gelijkrichting van het ontvangen signaal gebruik wordt gemaakt. Verder wordt deze gelijkrichtwerking benut voor het omvormen van wisselstroom uit het lichtnet in gelijkstroom.

§ 3. De versterking door sturen van den anodestroom

De werking van de **versterkingsbuis** berust hierop, dat de electrische stroom, de z.g. **anodestroom,** die van de kathode naar de anode vloeit, wordt gestuurd. Dit geschiedt met behulp van een bijzondere electrode tusschen de kathode en de anode: een **stuurelectrode.** Door tusschen de stuurelectrode en de kathode een spanning te leggen, wordt de stroomsterkte (electronenstroom) van de kathode naar de anode geregeld (fig. 2). Deze stuurelectrode wordt **rooster** of **stuurrooster,** soms ook **ingangsrooster,** genoemd. Wordt aan het stuurrooster een wisselspanning gelegd (fig. 3), dan zal de stroom naar de

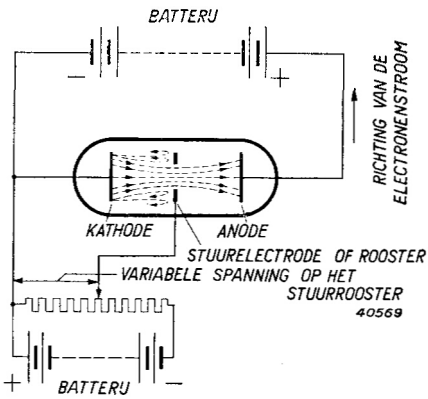


Fig. 2
Luchtledig glazen vat met kathode, anode en stuurelectrode. Door de negatieve spanning tusschen de stuurelectrode en de kathode te regelen, kan de stroomsterkte van de kathode naar de anode worden beïnvloed. Zou de stuurelectrode positief zijn, dan zou deze, evenals de anode, stroom opnemen.

[1]) In dit hoofdstuk wordt als stroomrichting bewegingsrichting van de electronen aangenomen.

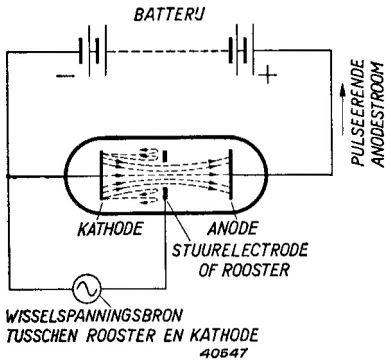


Fig. 3

Luchtledig glazen vat met kathode, anode en stuurelectrode. Tusschen de stuurelectrode en de kathode wordt een wisselspanning gelegd, die een pulseerenden gelijkstroom in de anodeketen ten gevolge heeft. Deze pulseerende gelijkstroom kan worden ontleed in een gelijkstroom met gesuperponeerden wisselstroom.

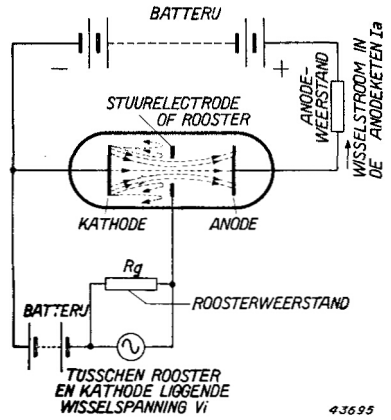


Fig. 4

Luchtledig glazen vat met kathode, anode en stuurelectrode. In de anodeketen bevindt zich een weerstand, terwijl tusschen stuurelectrode en kathode een negatieve voorspanning, een weerstand R_g en een wisselspanningsbron met een spanning V_i is geschakeld.

anode afwisselend sterker en zwakker worden en neemt de stroom in de **anodeketen,** d.w.z. buiten de buis, tusschen anode en kathode, ook periodiek toe en af. Ten gevolge van de gelijkrichtwerking van de buis, kan de anodestroom niet in de richting tegengesteld aan die van den pijl vloeien, dus niet van de anode naar de kathode. De stroom in de anodeketen is dus een pulseerende gelijkstroom en kan worden beschouwd als de **superpositie** van een gelijkstroom en een wisselstroom. Door in de anodeketen hiervoor geschikte elementen op te nemen, zooals bijv. een **weerstand** of een **impedantie** (wisselstroomweerstand, zie fig. 4), kan de op den gelijkstroom gesuperponeerde wisselstroom worden omgezet in een wisselspanning, die veel grooter is dan de wisselspanning op het stuurrooster: de **roosterwisselspanning.** De wisselspanning, die op het stuurrooster werd gebracht, bevindt zich dus versterkt aan de anodezijde van de buis; men heeft een zoogenaamde **spanningsversterking** verkregen (anodewisselspanning gedeeld door de roosterwisselspanning). In de roosterketen bevindt zich meestal een weerstand of een impedantie. Als men dezen weerstand door R_g aanduidt, zal, afgezien van de in de volgende paragraaf beschreven bijkomstigheden, volgens de wet van Ohm in de roosterketen een energie worden verbruikt van:

$$\frac{V_i^2}{R_g}.$$

Hierin is V_i de effectieve waarde van de roosterwisselspanning.
Als de wisselstroomcomponent in de anodeketen een effectieve waarde heeft van $I_{a\,eff}$, bedraagt de wisselstroomenergie in de anodeketen $I_{a\,eff}^2 \cdot R_a$ (R_a is de weerstand in de anodeketen).

Als de topwaarde van den anodewisselstroom nu kleiner is dan de anodegelijkstroom, wordt de anodestroom nooit gelijk aan nul en zal de anodewisselstroom op soortgelijke wijze als de roosterwisselspanning varieeren. Doorgaans zal de energie $I_{a^2 eff} \cdot R_a$ in de anodeketen grooter zijn dan de aan het rooster toegevoerde energie $\frac{V_i^2}{R_g}$; men spreekt in dit geval van **energieversterking** (geleverde anode-energie gedeeld door de toegevoerde roosterenergie, beide afgeleid van de aanwezige wisselstroomen, resp. -spanningen).

§ 4. De negatieve roosterspanning van versterkingsbuizen

In paragraaf 3 werd voor het sturen van den kathode-anodestroom door middel van een wisselspanning aangenomen, dat een energie van $\frac{V_i^2}{R_g}$ noodig is. Dit is alleen juist, voor zoover de spanning van het rooster t.o.v. de kathode negatief is. Zou het door een wisselspanning gestuurde rooster gedurende een gedeelte van de wisselspanningsperiode positief worden, dan zou het rooster gedurende dit gedeelte van de periode als anode werken, zoodat ook naar deze electrode stroom uit de kathode zou vloeien **(roosterstroom)**, zie fig. 5. Voor het leveren van dezen stroom is doorgaans belangrijk meer energie noodig dan de vermelde roosterenergie $\frac{V_i^2}{R_g}$. Daardoor wordt de energieversterking aanzienlijk verkleind. Om roosterstroom te vermijden, wordt aan het rooster een negatieve gelijkspanning gelegd (fig. 4), de **negatieve roosterspanning,** die een zoodanige waarde heeft, dat, na het aanleggen van de te versterken wisselspanning, de resulteerende spanning nooit positief kan worden. Op het rooster bevindt zich dan derhalve een negatieve gelijkspanning, waarop een wisselspanning is gesuperponeerd.

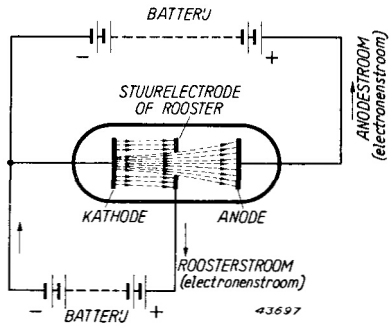


Fig. 5
Als de stuurelectrode positief is, zal ook deze stroom opnemen; tusschen rooster en kathode vloeit dan roosterstroom.

HOOFDSTUK II

Eenige physische begrippen omtrent electronen en electrischen stroom

§ 1. Electronen

De verschijnselen der electrische geleiding in vloeistoffen (electrolyse) en in verdunde gassen leidden er toe aan te nemen, dat de electrische lading in eindige kleine hoeveelheden is verdeeld. Bij het verschijnsel der **kathodestralen** heeft men direct met deze elementaire lading te maken; zij treedt op in den vorm van negatief geladen deeltjes, **electronen,** met een lading van

$e = 4{,}8 \times 10^{-10}$ electrostatische eenheden (e.s.e.) of

$e = 1{,}60 \times 10^{-19}$ coulomb (practische eenheden) of

$e = 1{,}60 \times 10^{-20}$ electromagnetische eenheden (e.m.e.).

De kathodestralen zijn niets anders dan electronen, die zich in een buis met groote snelheid van de kathode naar de anode bewegen. Zij kunnen zichtbaar worden gemaakt door gebruik te maken van het verschijnsel, dat een vaste stof (bijv. zinksilicaat) licht geeft, indien deze door electronen met een groote snelheid wordt getroffen [1]). Daardoor is men ook in staat, de afbuiging van een kathodestraalbundel in een magnetisch veld te onderzoeken. Uit deze afbuiging kan, behalve de snelheid, ook de verhouding $\frac{e}{m_e}$ van lading en massa van het electron worden afgeleid. Deze bedraagt $5{,}27 \cdot 10^{17}$ e.s.e./g of, in practische eenheden, $1{,}76 \cdot 10^{8}$ coulomb/g, waaruit met de in het voorgaande gegeven waarde van e, volgt, dat de massa m_e van het electron gelijk is aan

$$m_e = 9{,}1 \times 10^{-28} \text{ g}.$$

De massa van een electron is ongeveer 1840 maal kleiner dan die van het lichtste atoom, het waterstofatoom.

§ 2. De bouw van het atoom

Alle materie is, zooals bekend, opgebouwd uit atomen. De moderne atoomtheorie stelt zich het atoom voor als een samenstel van kleinere bestanddeelen, namelijk de **atoomkern,** waarin het grootste gedeelte van de massa is opgehoopt, en een aantal electronen. De atoomkern draagt een positieve lading, die een veelvoud is van de elementaire lading e. Het aantal electronen per atoom is zoodanig, dat de totale

[1]) Deze methode wordt tegenwoordig bij kathodestraalbuizen toegepast.

lading juist nul is. De bouw van het atoom moet nu zoo worden opgevat, dat de positieve kern zich in het centrum bevindt en dat een ijle zwerm van electronen zich daaromheen beweegt, ongeveer zooals planeten zich om de zon bewegen. Hierbij zijn de electronenbanen in bepaalde groepen, schalen of schillen genoemd, te rangschikken. Bij de zwaarste atomen onderscheidt men 7 van zulke schillen.
Worden één of meer electronen uit de buitenste schil verwijderd, dan blijft een atoom met een tekort aan negatieve, dus een teveel aan positieve lading, over. Zulk een atoom wordt een **positief ion** genoemd. Het onttrekken van een electron aan een atoom kost in het algemeen arbeid, omdat daarbij o.a. de electrostatische aantrekking tusschen het negatieve electron en de positieve rest van het atoom moet worden overwonnen. Deze arbeid wordt **ionisatie-arbeid** genoemd. Men kent ook negatieve ionen, die ontstaan, doordat aan een (neutraal) atoom een extra electron wordt toegevoegd.
Verscheidene atomen of ionen kunnen onder bepaalde omstandigheden vereenigd zijn tot een **molecuul.** Zoo bestaan de gassen waterstof, zuurstof en stikstof uit moleculen (H_2, O_2 en N_2), die ieder uit twee gelijke atomen zijn samengesteld. Een voorbeeld van **ionenmoleculen** vindt men in den damp van keukenzout (Na Cl), ontstaan door samenvoeging van een positief natriumion (Na^+) en een negatief chloorion (Cl^-).

§ 3. De bouw van de vaste stof

In sommige gevallen kan een vaste stof worden opgevat als een samenstel van regelmatig gerangschikte moleculen. Voor een groot aantal gevallen is deze opvatting echter minder juist en moet zij door een andere worden vervangen. Dit is het geval bij de belangrijke groep der metalen en verder bij vele eenvoudige verbindingen, zooals metaalzouten, oxyden enz. In deze gevallen vormen de atomen zelf de bouwsteenen, en wel niet in neutralen maar in geïoniseerden toestand. Bij metalen, bijv. wolfraam, vinden wij de atomen als positieve ionen gerangschikt volgens een regelmatig patroon **(ionenrooster),** terwijl zich in de ruimten tusschen de ionen „vrije" negatieve electronen bevinden. Het beeld van een metaal is dus, zooals in fig. 6 bijv. voor wolfraam is aangegeven. In deze figuur stellen de stippen de „vrije" electronen voor, die zich door het metaal kunnen bewegen. Men spreekt dan ook wel van een **electronengas,** dat zich tusschen de ionen van het metaal bevindt.

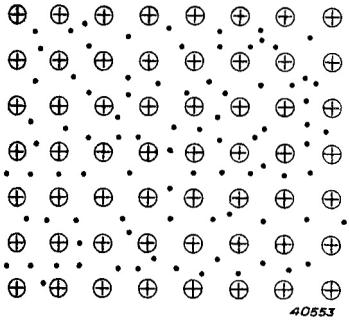


Fig. 6
Schematische voorstelling van een ionenrooster van het metaal wolfraam. De cirkels stellen de positieve metaalionen voor, de punten de negatieve electronen van het electronengas (2 vrije electronen per ion).

§ 4. Het ontstaan van een electrischen stroom; electrische weerstand

Onder invloed van een electrisch veld kunnen de vrije electronen in het metaal in beweging geraken. Dit is het verschijnsel van den electrischen stroom. Daar de electronen een negatieve lading hebben, is de richting waarin zich de electronen bewegen tegengesteld aan de positieve stroomrichting.

In het vervolg zal, in tegenstelling met hoofdstuk I, in overeenstemming met het gebruik in de electrotechniek, de stroom waarvan de richting tegengesteld is aan de richting waarin zich de electronen bewegen positief worden genoemd.

De electrische weerstand komt tot stand, doordat de ionen de electronen in hun beweging hinderen. Daarbij wordt de kinetische energie, die de electronen onder invloed van het veld verkrijgen, aan de ionen overgedragen, die daardoor in sterkere mate aan de warmtebeweging van het ionenrooster gaan deelnemen. Zoo ontstaat de verwarming van een geleider bij doorgang van een electrischen stroom.

Evenals de „vrije" electronen in een metaal zich onder invloed van een electrisch veld door de ruimte tusschen de ionen bewegen, zullen electronen, die zich in een ledige ruimte bevinden, bij aanwezigheid van een electrisch veld zich in de richting tegengesteld aan de richting van de krachtlijnen van het veld verplaatsen en dus van de negatieve pool (kathode) naar de positieve pool (anode) bewegen. Op dit verschijnsel berust de electrische stroomdoorgang in een radiobuis.

HOOFDSTUK III

De gedragingen van de electronen in electrostatische en magnetische velden; het ontstaan van ruimtelading

In de radiobuis bevindt zich, zooals in het eerste hoofdstuk werd vermeld, een verhitte kathode van een hiervoor geschikt materiaal. De temperatuur van de kathode moet zoo hoog zijn, dat de electronen het materiaal, waaruit de kathode bestaat, in voldoende hoeveelheid verlaten; deze electronen komen dan in de luchtledige ruimte van de buis. Het wezen van de electronenemissie zal echter pas in het volgende hoofdstuk worden besproken; allereerst zullen de gedragingen van electronen, die zich onder invloed van electrostatische of magnetische velden bevinden, worden beschouwd.

§ 1. Electronen in een electrostatisch veld

Fig. 7 stelt twee in een luchtledige ruimte evenwijdig opgestelde platen voor, die zich op een afstand d van elkaar bevinden. Wordt nu tusschen de platen een spanning V gelegd, dan ontstaat een electrostatisch veld, waarvan de krachtlijnen, afgezien van het randgebied der platen, parallel loopen. De veldsterkte F zal in elk punt van de parallel loopende krachtlijnen gelijk zijn aan V/d. Bevindt zich nu op een willekeurig punt in het veld een electron (lading $-e$), dan zal op dit electron door de **positieve** electrode een electrostatische aantrekking worden uitgeoefend. De aantrekking wordt bepaald door de veldsterkte F in het punt, waar het electron zich bevindt.

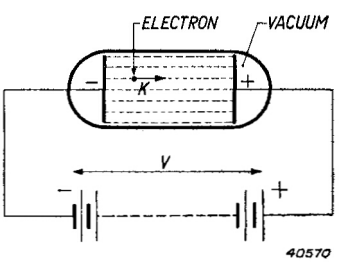


Fig. 7

Een vrij electron tusschen twee in het luchtledige evenwijdig opgestelde platen; tusschen de platen bevindt zich een spanning V, die een electrostatisch veld met parallel loopende krachtlijnen veroorzaakt.

De aantrekkingskracht K (in fig. 7 aangegeven door een pijl in de richting van de aantrekking) is dan gelijk aan:

$$K = e \cdot F \text{ dyne}, \tag{1}$$

waarin e en F in electrostatische eenheden moeten worden uitgedrukt. In practische eenheden wordt deze formule:

$$K = e \cdot F \cdot 10^7 \text{ dyne}, \tag{2}$$

waarin $e = 1{,}60 \times 10^{-19}$ coulomb, terwijl F in volt/cm is uitgedrukt.

Door deze kracht wordt het electron in de richting van de kracht versneld. Daar de kracht gelijk is aan het product van massa en versnelling, zal het electron een versnelling (in cm/sec^2) krijgen van:

$$(3) \qquad g = \frac{e \cdot F \cdot 10^7}{m_e} \quad (m_e = \text{massa van het electron}).$$

Stelt men zich nu voor, dat het electron oorspronkelijk bij de negatieve plaat stil stond, dan zal het, na een potentiaalverschil V te hebben doorloopen, een kinetische energie van $\frac{1}{2}\, m_e \cdot v^2$ hebben verkregen (v = snelheid van het electron). Deze kinetische energie is gelijk aan den door het veld op het electron verrichten arbeid $e \cdot V \cdot 10^7$ (10^7 vanwege het rekenen met practische eenheden).

Men krijgt dus:

$$(4) \qquad \tfrac{1}{2}\, m_e \cdot v^2 = e \cdot V \cdot 10^7,$$

of

$$(4a) \qquad v = \sqrt{2 \cdot 10^7 \cdot \frac{e}{m_e} V} \ (\text{cm/sec}).$$

Daar $\frac{e}{m_e} = 1{,}76 \cdot 10^8$ coulomb/gr, is de eindsnelheid van het electron, na het doorloopen van een potentiaalverschil V, volgens formule (4a) gelijk aan:

$$(5) \qquad v = 5{,}93 \times 10^7 \sqrt{V} \ (\text{cm/sec}).$$

Bij een spanningsverschil van 200 V tusschen kathode en anode wordt dus een eindsnelheid van $8{,}4 \times 10^8$ cm/sec of 8400 km/sec gevonden. Als het electron een spanning van 1 V heeft doorloopen, bedraagt de eindsnelheid 593 km/sec, overeenkomend met een kinetische energie van $\frac{1}{2}\, m_e \cdot v^2 = 1{,}60 \times 10^{-12}$ erg. Deze energie noemt men **electronvolt** (eV); zij wordt vaak als eenheid gebruikt, ook als het niet gaat om bewegingen van electrisch geladen deeltjes in een electrostatisch veld.

Beschouwen we nu het geval, dat een electron door een kleine opening in de positieve electrode vliegt en in een ruimte terecht komt, waarin zich geen veld bevindt (een dergelijke ruimte kan bijv. worden verkregen door achter de eerste plaat een tweede op te stellen met dezelfde positieve potentiaal — zie ook fig. 8). Doordat het electron niet meer door een veld wordt beïnvloed, zal het zich met eenparige snelheid (dus ook rechtlijnig) verder verplaatsen, en wel met de snelheid, die door het verschil in potentiaal tusschen de platen A en B in fig. 8 wordt bepaald. Daar dit stel platen door de opening een electron af-

schiet, noemt men het ook wel **electronenkanon.**

Als een dergelijk afgeschoten electron nu in een electrostatisch veld komt, waarvan de krachtlijnen loodrecht op de bewegingsrichting van het electron staan (fig. 9), wordt het electron opnieuw versneld en wel in de richting van de positieve plaat, loodrecht op de bewegingsrichting. De electronenbaan wordt dan parabolisch afgebogen (zoals ook een horizontaal afgeschoten kogel ten gevolge van de aantrekkingskracht der aarde een parabolische baan beschrijft), zoodat het electron het afbuigende electrische veld met een nieuwe bewegingsrichting verlaat.

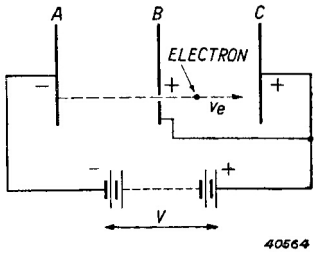


Fig. 8
Vliegt een electron door een opening in de positieve electrode B en komt het in een veldvrije ruimte, dan beweegt het zich met eenparige snelheid voort.

De afwijking a (zie fig 9), die de electronenbaan op een afstand L van het stel platen ten gevolge van het afbuigende veld zal vertoonen, kan op eenvoudige wijze worden berekend.

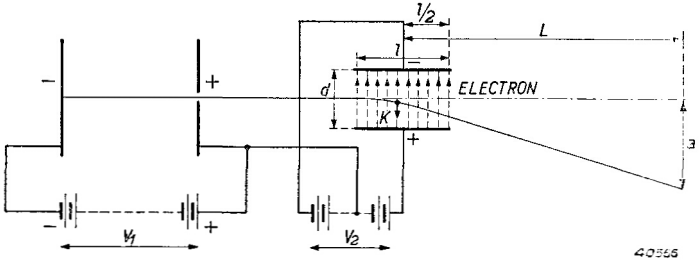


Fig. 9
Geraakt het electron, dat oorspronkelijk een rechte baan beschreef, in een electrostatisch veld, dat loodrecht staat op de oorspronkelijke bewegingsrichting, dan wordt de baan afgebogen en verplaatst het electron zich, na het veld te hebben verlaten, in een nieuwe richting.

Zij is bij benadering gelijk aan:

$$(6) \qquad a = \tfrac{1}{2} \cdot \frac{L}{V_1} \cdot \frac{l}{d} \cdot V_2.$$

De grootte van de afbuiging hangt volgens vergelijking (6) dus af van de spanning V_1; van de lengten L, l en d en ten slotte van de afbuigende spanning V_2. (Hierop berust bijv. de electrostatische afbuiging bij kathodestraalbuizen.)

De afbuiging van electronen in een electrostatisch veld geschiedt in de richting tegengesteld aan die van de krachtlijnen.

In versterkingsbuizen zijn de verhoudingen meestal niet zoo eenvoudig en is de verdeeling van het veld zoo gecompliceerd, dat een nauwkeurige berekening van den loop der electronen moeilijk kan worden uitgevoerd. Er bestaan echter hulpmiddelen, die de berekening van den weg, dien de electronen in een buis afleggen, mogelijk maken. [1])

§ 2. Electronen in een magnetisch veld

Een electron, dat zich voortbeweegt, kan als een electrischen stroom worden opgevat. Bij een stroom van 1 A in een draad verplaatsen zich door elke doorsnede per secunde $6{,}25 \times 10^{18}$ electronen in de richting van de positieve pool.

Een electron, dat zich door het luchtledige van een buis beweegt, vormt eveneens een, zij het uiterst kleinen, stroom. Beweegt het electron zich door een magnetisch veld, dan zal op het electron, evenals op een geleider, waar stroom doorheen vloeit, een kracht worden uitgeoefend.

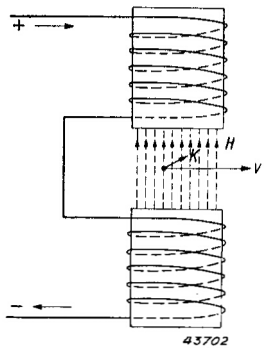


Fig. 10
Op een bewegend electron in een magnetisch veld wordt een kracht K uitgeoefend (in de richting loodrecht op v en H en van den lezer af).

Deze kracht is, volgens de electromagnetische wetten, loodrecht op de bewegingsrichting van het electron en op de richting van het veld gericht.

De kracht K, die wordt uitgeoefend op een electron met een snelheid v in een magnetisch veld, waarvan de richting loodrecht op de bewegingsrichting van het electron staat en waarvan de dichtheid der krachtlijnen H bedraagt, is gelijk aan:

(7) $K = H \cdot e \cdot v$ (dyne) (e en H in electromagnetische eenheden).

Ten gevolge van deze steeds werkende afbuigende kracht wordt de richting van het electron voortdurend veranderd. Het electron beschrijft dientengevolge een cirkelvormige baan (in fig. 10 naar achteren gebogen). De straal van deze baan kan worden berekend; de centripetaalkracht moet namelijk gelijk zijn aan de (magnetische) kracht K, zoodat:

(8) $$\frac{m_e \cdot v^2}{r} = H \cdot e \cdot v,$$

of:

(9) $$r = \frac{m_e}{e} \cdot \frac{v}{H} \text{ cm}$$ (e en H in electromagnetische eenheden).

[1]) Zie Philips' Technisch Tijdschrift **2** (1937), blz. 338, **4** (1939), blz. 235 en **5** (1940), blz. 135.

Als bij de snelheid, die het electron heeft, de kinetische energie overeenkomt met 100 eV en het electron in een magnetisch veld geraakt, waarvan de krachtlijnen loodrecht staan op de bewegingsrichting van het electron en waarvan de sterkte gelijk is aan 100 gauss, dan zal de straal van den door het electron te beschrijven cirkel gelijk zijn aan:

$$r = \frac{9{,}1 \times 10^{-28} \times 5{,}93 \times 10^{7} \times \sqrt{100}}{1{,}60 \times 10^{-20} \times 100} = \text{ca. } 0{,}34 \text{ cm.}$$

Had het electron geen horizontale, maar een verticale bewegingsrichting in het veld van fig. 10, dan zou het niet worden afgebogen. Vormt de richting, waarin het electron in het veld geraakt, een bepaalden hoek met de horizontale richting, dan zal het electron een schroefvormige baan beschrijven, daar de horizontale component van de snelheid de cirkelvormige beweging en de verticale component de rechtlijnige beweging van de schroef veroorzaakt.

Zeer zwakke magnetische velden kunnen de electronenbaan reeds sterk afbuigen, zoodat de gevoeligheid voor magnetische invloeden zeer groot is.

§ 3. **Potentiaalverdeelingsdiagrammen**

In de versterkingsbuizentechniek spelen de electrostatische velden en de verdeeling van deze velden de voornaamste rol. Storende invloeden zijn dikwijls een gevolg van de van buiten inwerkende magnetische en electrische velden. In verband met het groote belang van de electrostatische verdeeling van de potentiaal, is het van practische waarde, zich daarvan een duidelijke voorstelling te maken.

Fig. 11 stelt een vlakke kathode voor met een parallel hieraan op een afstand a aangebrachte anode. De kathode heeft de laagste potentiaal P_1, de anode de hoogste potentiaal P_2; het spanningsverschil V tusschen deze electroden is gelijk aan $P_2 - P_1$.

Men kan nu volgens fig. 11 horizontaal, op de x-as van een coördinatenstelsel, den afstand tot de kathode, en verticaal, op de y-as hiervan, de potentiaalverschillen uitzetten. Hierbij wordt de potentiaal van de kathode in gedachten op nul gesteld, daar men gewoon is in de buis alle spanningen t.o.v. de kathode te beschouwen. De potentiaal van de anode bedraagt dus V. Daar de potentiaal van de kathode naar de anode met den afstand van de kathode lineair toeneemt, geeft de schuine lijn tusschen kathode en anode een grafische voorstelling van de toeneming van de potentiaal als functie van den afstand tot de kathode.

De veldsterkte F in de ruimte tusschen kathode en anode is, volgens de definitie $\frac{V}{a}$, dus gelijk aan den tangens van den hoek α, dien de potentiaallijn met de horizontale as vormt.

(Bevindt zich in de ruimte tusschen anode en kathode een electron, dan wordt op de negatieve lading hiervan een kracht K uitgeoefend in de richting tegengesteld aan de veldsterkte, dus naar de anode toe.)

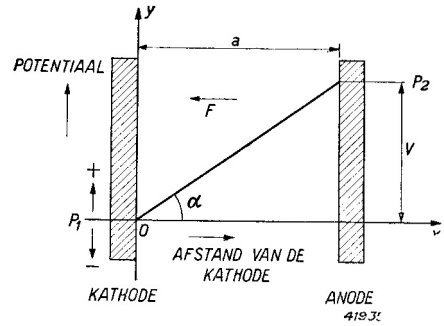


Fig. 11
Potentiaalverdeelingsdiagram van de ruimte tusschen kathode en anode van een buis met twee parallel loopende vlakke electroden (twee-electrodenbuis of diode).

De sturing van den electronenstroom van de kathode naar de anode kan geschieden door een rooster, dat bijv. uit parallel loopende, onderling verbonden, draadjes bestaat, zooals in fig. 12 in doorsnede is geteekend.

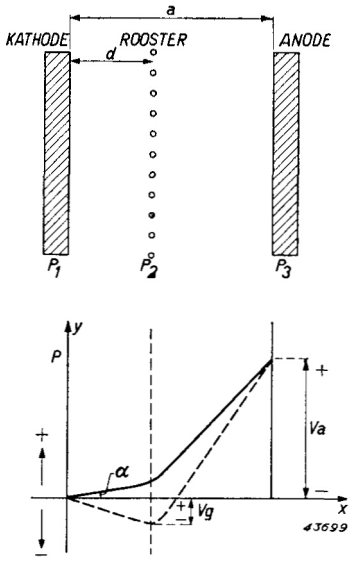


Fig. 12
Potentiaalverdeelingsdiagram van een buis met een negatief rooster, voor een doorsnede, die midden tusschen de roosterdraden loopt.

Het potentiaalverschil tusschen een roosterdraad en de kathode is gelijk aan $P_2 - P_1 = V_g$, de roosterspanning, en tusschen de anode en een roosterdraad $P_3 - P_2 = V_a - V_g = V_a + |V_g|$. Is V_g negatief, dan zou men dus verwachten, dat de potentiaalkromme zou verloopen, zooals de stippellijn in fig. 12 aangeeft. In werkelijkheid is dit niet het geval. Het rooster bestaat uit draadjes, en in de tusschenliggende mazen is de potentiaal niet gelijk aan P_2, maar hooger, ten gevolge van het doordringen van het veld tusschen anode en kathode, zoodat de potentiaal volgens de getrokken kromme verloopt.

In fig. 12 moet er rekening mee worden gehouden, dat deze potentiaalverdeeling alleen voor een doorsnede geldt, die midden tusschen twee roosterdraden doorloopt. Voor een doorsnede, die een negatieven roosterdraad snijdt, zal de potentiaalverdeeling ongeveer verloopen, zooals in fig. 13 is aangegeven.

De veldsterkte op een gegeven afstand van de kathode wordt bepaald door de helling, die de potentiaalverdeelingskromme op dien afstand heeft. Fig. 14 geldt voor het geval, dat de negatieve spanning tusschen het rooster en de kathode hoog is, en voor een doorsnede, die midden tusschen twee roosterdraden doorloopt. De potentiaallijn verloopt tusschen kathode en rooster beneden de x-as en de hoek α is negatief, d.w.z. de veldsterkte is in dit gebied naar de anode gericht. Een electron, dat zich in dit gebied bevindt, zal zich in de richting van de kathode in plaats van naar de anode bewegen. De negatieve roosterspanning verspert aan de electronen den weg door het rooster. In dit geval kan geen electronenstroom naar de anode vloeien (in werkelijkheid geldt dit niet voor kleine negatieve hoeken α; zie hoofdstuk IV, § 4 en 5).

De tangens van den hoek α, die door de potentiaalkromme met de horizontale as ter plaatse van de oppervlakte van de kathode wordt gevormd, is een maatstaf voor de aan de oppervlakte van de kathode werkzame veldsterkte F_k (zie ook fig. 15). Deze veldsterkte bepaalt tegelijkertijd de kracht, in de richting van de anode, die op een electron, dat de kathode verlaat, wordt uitgeoefend.

De gemiddelde veldsterkte F_k aan de oppervlakte van de kathode kan bij een buis met drie electroden, waaronder een stuurrooster, worden voorgesteld door de formule:

$$F_k = \frac{p\left(V_g + \frac{V_a}{\mu}\right)}{d} \qquad (10)$$

Hierin is μ een factor, die **versterkingsfactor** wordt genoemd en die door de af-

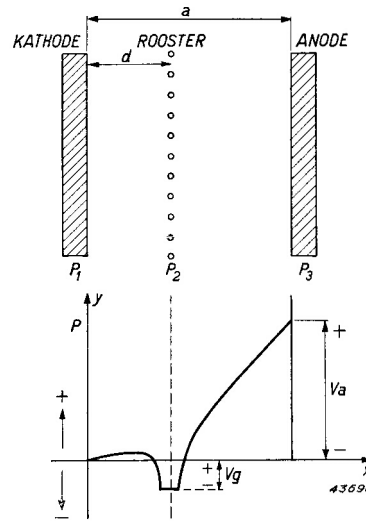


Fig. 13
Potentiaalverdeelingsdiagram van een buis met negatief rooster voor een doorsnede, die een roosterdraad snijdt.

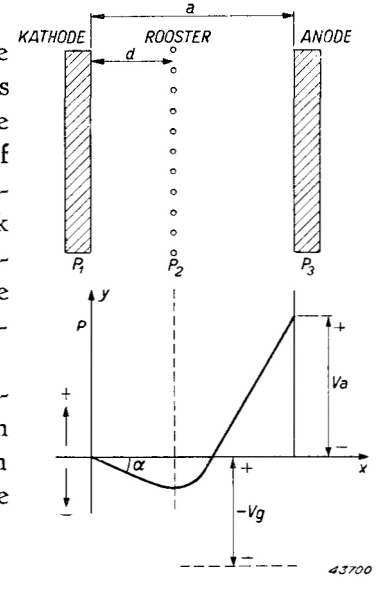


Fig. 14
Potentiaalverdeelingsdiagram van een buis met kathode, rooster en anode, voor het geval, dat het rooster sterk negatief is.

metingen van de buis (afstand tusschen anode en kathode, tusschen rooster en kathode, aantal roosterdraden per cm lengte van het rooster, dikte van de roosterdraden) wordt bepaald, en is d de afstand tusschen rooster en kathode. De grootheid p is doorgaans slechts weinig kleiner dan één.

De spanning $p\left(V_g + \frac{V_a}{\mu}\right)$ stelt de spanning tusschen anode en kathode van een denkbeeldige buis met twee electroden op afstand d voor, welke dezelfde veldsterkte F_k aan de oppervlakte van de kathode zou veroorzaken, als de genoemde buis met drie electroden met stuurrooster.

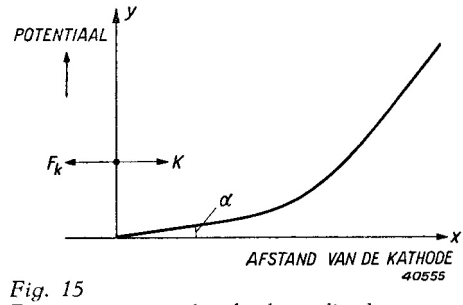


Fig. 15
De tangens van den hoek α, die de potentiaalkromme met de x-as ter plaatse van de oppervlakte der kathode vormt, stelt de grootte voor van de aan de kathode heerschende veldsterkte F_k en van de op het electron uitgeoefende kracht K.

Het dient ten opzichte van het bovenstaande te worden vermeld, dat in werkelijkheid, bij uitvoeringen van buizen, de electroden meestal niet vlak maar concentrisch zijn opgesteld.

§ 4. De ruimtelading

In het voorgaande werden de verhoudingen in het gebied tusschen kathode en anode beschouwd, voor het geval geen of slechts weinig electronen in deze ruimte aanwezig zijn. Stel echter, dat de kathode van een twee-electrodenbuis een groote hoeveelheid electronen uitzendt in de luchtledige ruimte, die haar omgeeft. Onder den invloed van de aan de kathode aanwezige veldsterkte, die door een positieve anodespanning wordt veroorzaakt, zullen de electronen zich in de richting van de anode bewegen. Men zou verwachten, dat in dat geval alle uit de kathode tredende electronen de anode zouden bereiken. Bij een negatieve anodespanning zou men daarentegen kunnen meenen, dat de electronenstroom geheel wordt tegengehouden. In werkelijkheid vertoont de potentiaalverdeeling echter een geheel ander beeld dan door de

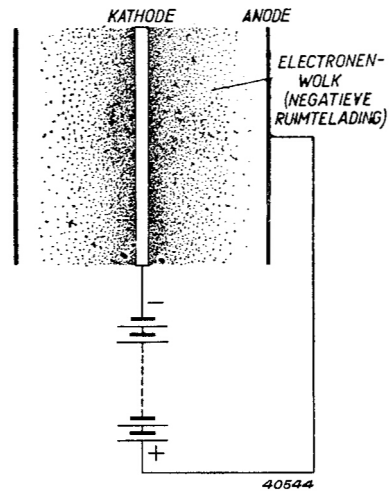


Fig. 16
De kathode is omringd door een wolk van electronen, die uit negatieve ladingen bestaat en ruimtelading wordt genoemd.

geometrie van het electrodensysteem en de spanningen aan de electroden zonder meer wordt bepaald, daar de uittredende electronen in de ruimte tusschen kathode en anode een negatief geladen wolk vormen, die bij de kathode zeer dicht is (fig. 16); daardoor is de electronenstroom op een andere wijze afhankelijk van de spanningen aan de electroden. De lading van deze wolk, de zoogenaamde **ruimtelading,** is door de negatieve ladingen van de afzonderlijke electronen negatief, en dit heeft ten gevolge, dat een deel van de electronen weer naar de kathode wordt teruggedrongen, aangezien de negatieve ruimtelading de eveneens negatief geladen uittredende electronen afstoot. Hierdoor wordt de electronenstroom naar de anode begrensd.

De anodestroom heeft dus voor elke anodespanning een beperkte waarde, namelijk die, waarbij de negatieve ruimtelading, die door den anodestroom ontstaat, het veld, dat door de positieve anodespanning aan de kathode wordt opgewekt, juist opheft. (In werkelijkheid is dit niet geheel juist, daar het meerendeel van de electronen, die uit de kathode treden, niet een beginsnelheid gelijk nul heeft; zie hoofdstuk IV.) Verhoogt men de anodespanning, dan neemt de snelheid van de electronen in de electronenwolk toe en een grooter aantal electronen kan de kathode verlaten. Dientengevolge wordt de anodestroom sterker en tevens neemt de dichtheid van de electronen (ruimtelading) toe.

In de nabijheid van de kathode is de snelheid van de electronen gering; deze neemt in de richting van de anode zeer snel toe. Nu is de electrische stroomdichtheid niets anders dan de verplaatsing van een hoeveelheid lading per tijdseenheid door een bepaalde doorsnede. Nemen we nu aan, dat in de buis de stroomsterkte voor een constante doorsnede overal gelijk is, dan zal bij een langzame beweging de dichtheid van de lading in een bepaalde ruimte grooter zijn dan die, welke in dezelfde ruimte bij een snelle beweging van de lading optreedt. Dit wijst er op, dat de dichtheid van de ruimtelading in de nabijheid van de kathode groot moet zijn en in de richting van de anode met de toenemende snelheid van de electronen zal afnemen. Ten gevolge van de ruimtelading wordt de potentiaalkromme tusschen anode en kathode geen rechte maar een gebogen lijn (fig. 17).

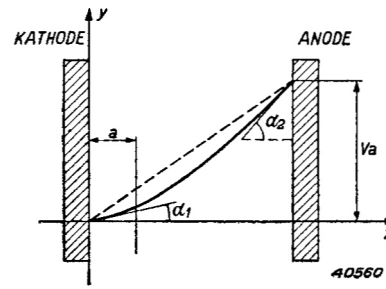


Fig. 17

Verloop van de potentiaal (verticale as) als functie van den afstand tot de kathode (horizontale as), voor een buis met twee vlakke, parallel loopende electroden, bij aanwezigheid van ruimtelading. De gestippelde lijn dient ter vergelijking en stelt de potentiaalverdeeling voor in het geval dat geen ruimtelading aanwezig is.

Door de negatieve ruimtelading is de potentiaal bijv. op een afstand a van de kathode lager (getrokken lijn) dan zonder ruimtelading het geval zou zijn (stippellijn). Daar de einden van de getrokken en van de gestippelde lijn in fig. 17 bij de anode in één punt moeten uitkomen, zal de potentiaalverdeelingskromme bij een **negatieve** ruimtelading volgens een convex naar beneden gekromde lijn verloopen. De vorm van deze kromme wordt bepaald door de verdeeling van de ruimtelading tusschen de kathode en de anode. De kromming van de potentiaallijn in een bepaald punt van de grafiek is een maatstaf voor de dichtheid der ruimtelading op die plaats, waarbij de dichtheid der ruimtelading in coulomb per cm^3 wordt uitgedrukt.

Stel nu, dat de kathode een onbeperkt aantal electronen kan afgeven. Ten gevolge van een bepaalde anodespanning zal tusschen anode en kathode een negatieve ruimtelading worden gevormd, die een convex naar beneden gekromde potentiaalverdeelingskromme doet ontstaan. Is nu de hoek α_1 (zie fig. 17), waarvan de tangens een maatstaf is voor de veldsterkte, aan de oppervlakte der kathode positief, dan zal, indien de kathode een onbeperkt aantal electronen kan afgeven, het aantal electronen, dat uit de kathode treedt, toenemen. Hierdoor neemt de dichtheid van de ruimtelading toe, en wel tot de hoek α_1 gelijk aan nul is geworden. Eerst dan zal een stabiele toestand zijn bereikt. Bij een andere anodespanning zal ook een andere evenwichtstoestand worden bereikt, die een bepaalde dichtheid van de ruimtelading en een daarmee verband houdenden electronenstroom veroorzaakt. Zoo heeft een bepaalde keuze van de afmetingen der electroden en van hun onderlingen afstand, evenals van de anodespanning, een nauwkeurig te bepalen, van de ruimtelading afhankelijken electronenstroom, ten gevolge. Van dezen stroom zegt men, dat hij door de **ruimtelading is begrensd.**

De potentiaalverdeelingskromme heeft in den evenwichtstoestand een bepaalde gedaante en deze is, bij gegeven afmetingen van de electroden en bij een bepaalden onderlingen afstand hiervan, voor elke anodespanning dezelfde. Bij verandering van de spanning verandert alleen de spanningsschaal in het diagram. Dit beteekent, dat de dichtheid van de ruimtelading evenredig is met de anodespanning. Daar de snelheid der electronen echter tegelijkertijd verandert, en wel evenredig met den wortel uit de spanning [zie vergelijking (4)], zal de stroom evenredig zijn met de spanning en met den wortel uit de spanning, dus evenredig zijn met de 3/2e macht van de spanning. Voor den stroom, die door de ruimtelading wordt begrensd, luidt de formule dus:

$$I = k \cdot V^{3/2}, \tag{11}$$

waarin k een verhoudingsfactor is, die met de afmetingen van de buis verband houdt. Voor twee evenwijdige vlakke electroden is $k = \frac{\sqrt{2}}{9\pi}\sqrt{\frac{e}{m_e}}\cdot\frac{1}{d^2}$, waarin d den afstand tusschen de electroden voorstelt.
Voor een buis met stuurrooster (zie bijv. fig. 12) is de anodestroom gegeven door de betrekking:

$$(12) \qquad I_a = k\left[p\left(V_g + \frac{V_a}{\mu}\right)\right]^{3/2} = k'\left[V_g + \frac{V_a}{\mu}\right]^{3/2}.$$

Hierin is: V_g de roosterspanning,
V_a de anodespanning,
k' een verhoudingsfactor, die met de afmetingen van de buis verband houdt en
μ de z.g. versterkingsfactor van de buis.

Bij een buis met drie electroden is de door de ruimtelading begrensde anodestroom evenredig met 3/2e macht van de spanning $\left[V_g + \frac{V_a}{\mu}\right]$.
De potentiaal $p\left(V_g + \frac{V_a}{\mu}\right)$ is de gemiddelde potentiaal in het vlak van het stuurrooster. Zij wordt ook wel de **stuurspanning** of de **effectieve potentiaal** van de buis genoemd.
De vergelijking (12) toont de afhankelijkheid van den door de ruimtelading begrensden stroom van de roosterspanning V_g. Bij de gebruikelijke buizen zal reeds een kleine spanningsverandering aan het rooster een betrekkelijk groote anodestroomvariatie veroorzaken. **Hierop berust de sturende werking van het rooster.**

HOOFDSTUK IV

De beginselen van de electronenemissie

Ten einde door een luchtledige buis een electronenstroom te verkrijgen, is het noodig, dat „vrije" electronen door een bepaald in de buis aanwezig metaaloppervlak of door een oppervlak van een ander soort materiaal worden afgegeven. Een dergelijk oppervlak werd reeds in het voorgaande als kathode genoemd. Het verschijnsel, dat een bepaald oppervlak in de omringende ruimte vrije electronen uitzendt, wordt **electronenemissie** genoemd.

In principe bestaan de volgende mogelijkheden om electronen uit het oppervlak van een metaal of ander geschikt materiaal vrij te maken:

1) door een metaal of metaalbedekking tot hooge temperatuur (rood tot geelwit gloeiend) te verhitten (thermische emissie);

2) door inwerking van lichtstralen op het oppervlak (foto-electrisch effect);

3) door een electronenbombardement op het oppervlak (secundaire emissie);

4) door het oppervlak met positieve ionen te bombardeeren;

5) door aanleggen van een bijzonder hooge veldsterkte (bijv. 10 millioen V per cm) aan het oppervlak (koude emissie).

In het kader van dit boek zijn hoofdzakelijk de onder 1) en 3) vermelde mogelijkheden van belang.

§ 1. De binding van de electronen in het metaal

De electronen van het „electronengas" in het metaal bewegen zich met zeer verschillende en, in het algemeen, zeer groote snelheden door het metaal. Ondanks hun groote snelheden zijn de electronen echter bij kamertemperatuur niet bij machte het metaal te verlaten. Ook als electronen niet aan **bepaalde** atoomkernen zijn gebonden, worden zij immers door de positieve ionen, in wier nabijheid zij zich op dat oogenblik bevinden, aangetrokken. Een electron bevindt zich in het metaal in het electrostatische veld, dat zoowel door de positieve ionen als door alle andere

electronen wordt opgewekt. Over het algemeen zullen de aantrekkingskrachten op een electron, die op deze wijze ontstaan, elkaar in het metaal compenseeren, daar het electron in alle richtingen door een nagenoeg gelijk aantal ionen en electronen is omgeven. Dit is echter niet meer het geval, als een electron zich aan het oppervlak van het metaal bevindt of door dit oppervlak naar buiten treedt. Dan werken op het electron de aantrekkingskrachten van de ionen, die dan niet ten volle door de achtergebleven electronen worden gecompenseerd en die de neiging hebben het electron weer naar het binnenste van het metaal terug te brengen. De electronen met de grootste snelheid zullen van tijd tot tijd door de buitenste laag ionen heen schieten en zich een oogenblik buiten het metaal bevinden, tot hun snelheden door de sterke aantrekkingskracht van de ionen in de buitenste laag zijn afgeremd en zij weer in de richting van het metaal worden versneld. De electronen zullen tijdens hun verblijf buiten het metaal bijdragen tot de vorming van een negatieve ladingswolk, welke ontstaat door alle electronen, die op dergelijke wijze een oogenblik buiten het metaal zijn getreden. De negatieve lading, die zich op een bepaald oogenblik buiten het metaal bevindt, moet klaarblijkelijk aan de buitenste lagen van de oppervlakte van het metaal zijn onttrokken, zoodat in deze laag een positieve lading overblijft. Hierdoor ontstaat een zoogenaamde **dubbellaag,** die wordt gevormd door het oppervlak van het metaal en de negatieve electronenwolk aan de oppervlakte van het metaal. In de dubbellaag is een potentiaalsprong aanwezig.
Om een electron uit het metaal te verwijderen, moet dit deze dubbellaag passeeren, waarvoor arbeid noodig is. Om dus een stilstaand electron uit het metaal te laten uittreden moet een zekere arbeid W_a worden verricht.

§ 2. De snelheids- of energieverdeeling van de electronen en de uittreearbeid

In het metaal verplaatsen de vrije electronen zich door het ionenrooster. Een electron zal tijdens zijn beweging de ruimte tusschen de ionen met een bepaalde snelheid doorloopen. Deze snelheid zal gedurende het verloop van den tijd niet constant blijven; het electron wordt versneld, vertraagd, ondervindt richtingsveranderingen. Dit is met alle vrije electronen in het metaal het geval. Op een bepaald tijdstip zou men zich een momentopname van de bewegingen van alle vrije electronen kunnen voorstellen. Deze zou dan toonen, dat de electronen zich in verschillende richtingen en met verschillende snelheden verplaatsen en dus ook verschillende kinetische energieën bezitten.

De snelste electronen hebben bij een temperatuur van 0° K een kinetische energie van W_0, en om deze electronen te laten uittreden, moet ten minste een extra energie gelijk aan $W_a - W_0$ worden toegevoerd. Men noemt deze extra energie de inwendige uittreearbeid. Deze uittreearbeid vertoont groote overeenkomst met de ionisatie-energie van een atoom. Hij wordt doorgaans in electronvolts (eV, zie hoofdstuk III, § 1) aangegeven en men gebruikt hiervoor het symbool φ.
De uittreearbeid is voor metalen met een kleinen ionenafstand grooter dan voor metalen met een grooten afstand tusschen de ionen. Zoo is de uittreearbeid voor het metaal wolfraam gelijk aan 4,54 eV, voor caesium 1,96 eV en voor barium 2,70 eV. De grootheid φ wordt ook wel **uittreepotentiaal** genoemd.

§ 3. Electronenemissie en verzadigingsstroom

Bij een temperatuur T komen in het metaal ook electronen voor met een grootere kinetische energie dan W_0, zoodat het dan mogelijk is, dat een aantal electronen voldoende snelheid heeft, om den arbeid W_a te verrichten en het metaal te verlaten.
Met behulp van de statistisch bepaalde energieverdeeling van de electronen kan men berekenen, hoeveel electronen per secunde door het metaaloppervlak naar buiten treden.
Deze berekening geeft de formule:

$$(1) \qquad I_s = \frac{4\,\pi\,m_e\,k^2}{h^3}\,T^2\,\varepsilon^{-\frac{e\varphi}{kT}}\ (A/cm^2).$$

Hierin is: m_e de massa van een electron ($m_e = 9{,}1 \cdot 10^{-28}$ g),

k de constante van Boltzmann ($k = 1{,}38 \times 10^{-16}$ erg per °K),

h de constante van Planck ($h = 6{,}6 \times 10^{-27}$ erg/sec),

T de absolute temperatuur in °K,

ε de basis der natuurlijke logarithmen ($\varepsilon = 2{,}72$ .....),

e de lading van een electron in coulomb en

φ de uittreepotentiaal in V.

Voert men voor $\frac{4\,\pi\,m_e\,k^2}{h^3}$ het symbool A_0 in, dan wordt deze vergelijking:

(2) $$I_s = A_o\, T^2\, \varepsilon^{-\frac{e\varphi}{kT}}\ (A/cm^2)\ .$$

A_o heeft theoretisch voor alle metalen een waarde van 120,4.

De stroom I_s wordt **verzadigingsstroom** genoemd: bij een bepaalde temperatuur kunnen gemiddeld niet meer electronen per secunde door 1 cm^2 uit de oppervlakte van het metaal treden dan de formule van den verzadigingsstroom aangeeft. De bovenstaande vergelijking geeft het verband tusschen temperatuur en verzadigingsstroom.

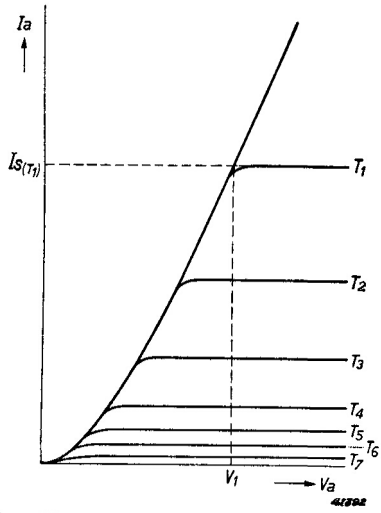


Fig. 18

Krommen, die het verband voorstellen tusschen den stroom I_a door de buis en de spanning tusschen anode en kathode, bij verschillende temperaturen T.

De verzadigingsstroom wordt gemeten met behulp van een positieve anode, die de geëmitteerde electronen opvangt. De positieve spanning aan de anode moet zoo groot zijn, dat practisch geen ruimtelading kan ontstaan. Daartoe moet het verschil in potentiaal tusschen de anode en de kathode zoo groot zijn. dat de gemeten verzadigingsstroom bij een nog grooter verschil in potentiaal niet verder toeneemt. Men kan voor een buis met twee electroden karakteristieken opnemen, die den stroom door de buis aangeven als functie van de spanning V_a tusschen anode en kathode bij verschillende temperaturen T van de kathode.

Fig. 18 geeft een dergelijke krommenschaar. Zoo neemt de stroom bij een temperatuur T_1 bij toenemende anodespanning allereerst volgens de wet van den door de ruimtelading begrensden stroom met de 3/2e macht van de spanning toe; bij een bepaalde spanning, V_1, buigt de kromme af en de stroom blijft vrijwel constant. Dit is de waarde van den verzadigingsstroom I_s voor de temperatuur T_1. Bij een lagere temperatuur, T_2, is de verzadigingsstroom kleiner.

§ 4. Invloed van de electronenemissie op de potentiaalverdeelingsdiagrammen

In hoofdstuk III werd bij de bespreking van de potentiaalverdeelingsdiagrammen uitgegaan van een kathode, die een groot aantal electronen emitteert, welke echter geen beginsnelheid hebben.
Uit de snelheidsverdeeling blijkt, dat de electronen, na uit de kathode

te zijn getreden, nog een bepaalde snelheid over hebben, indien de temperatuur van de kathode voldoende hoog is. Wanneer de verzadigingsstroom van een kathode bij een bepaalde temperatuur grooter is dan de bij een gegeven spanning tusschen anode en kathode door de ruimtelading begrensde stroom, ontstaat een toestand, waarbij meer electronen ten gevolge van hun beginsnelheid in de ruimte tusschen kathode en anode kunnen treden dan met den normalen, door de ruimtelading begrensden stroom overeenkomt. De potentiaal als functie van den afstand tot de kathode moet daarbij lager zijn dan overeenkomt met de potentiaalverdeeling bij den door de ruimtelading begrensden stroom zonder beginsnelheid.

Indien de electronen geen beginsnelheid hebben, verlaat de potentiaalverdeelingskromme de kathode in horizontale richting (zie ook de gestippelde kromme in fig. 19), zoodat de potentiaal in de nabijheid van de kathode negatief moet zijn, wanneer de ruimtelading, ten gevolge van de beginsnelheid der electronen, dichter wordt. Op deze wijze ontstaat dan een potentiaalverdeelingsdiagram, dat volgens de getrokken lijn in fig. 19 verloopt. Op den afstand d_M bereikt de potentiaal, zooals uit deze kromme blijkt, een minimum, waarvan de waarde V_M bedraagt (ook wel **minimum van Epstein** genoemd).

Alle geëmitteerde electronen moeten nu tegen een negatieve potentiaal V_M oploopen. Het veld tusschen het potentiaalminimum en de kathode tracht daarbij de electronen naar de kathode terug te dringen. Alleen die electronen, welke de bindende krachten aan het metaal hebben overwonnen en waarvan de kinetische energieën, die met de loodrecht op het oppervlak der kathode staande snelheidscomponenten overeenkomen, voldoende zijn om dit minimum te overwinnen, zullen de anode bereiken. Er bestaat dus een evenwichtstoestand, indien het potentiaalminimum, dat door de geometrie van de buis en de anodespanning wordt bepaald, zoo groot is, dat het overschot aan electronen naar de kathode wordt teruggezonden.

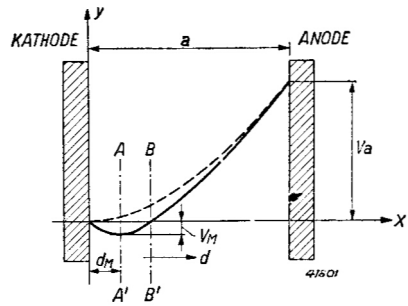


Fig. 19
Gestippelde kromme: Potentiaalverdeelingsdiagram zonder beginsnelheid van de electronen.
Getrokken kromme: Potentiaalverdeelingsdiagram bij een met een bepaalde temperatuur van de kathode overeenkomende verdeeling van de beginsnelheid van de electronen. Op een afstand d_M van de kathode vormt zich een potentiaalminimum V_M.

§ 5. De aanloopstroom

Het is gemakkelijk in te zien, dat ook bij een anodespanning gelijk

aan nul en bij lage negatieve waarden van de anodespanning ten opzichte van de kathode door de beginsnelheid der electronen een stroom moet vloeien. Bij een anodespanning gelijk aan nul zouden zonder ruimtelading alle uittredende electronen de anode bereiken. In dat geval zou de electronenstroom gelijk moeten zijn aan den verzadigingsstroom. Daar de uittredende electronenwolk echter een ruimtelading veroorzaakt, zal ook in dit geval een potentiaalminimum worden gevormd. Laat men de anodespanning bij het electrodensysteem van fig. 19 lager en ten slotte, zooals in fig. 20, negatief worden, dan zal men, bij een oploopende negatieve waarde van de anodespanning, vaststellen, dat het potentiaalminimum V_M dieper wordt en dat dit minimum zich van de kathode verwijdert (men vergelijke het potentiaalminimum van de streep-stippellijn in fig. 20 met dat van de getrokken lijn). Als de anodespanning ten slotte gelijk is geworden aan V_{M3}, ligt het minimum van de potentiaal op de anode (in fig. 19 zou het minimum van de potentiaal op de anode liggen, indien de anode zich bij AA' zou bevinden en de anodespanning gelijk aan V_M zou zijn). In dat geval is de kromming van de potentiaalverdeelingskromme uiterst zwak, hetgeen op een zeer geringe dichtheid van de ruimtelading wijst.

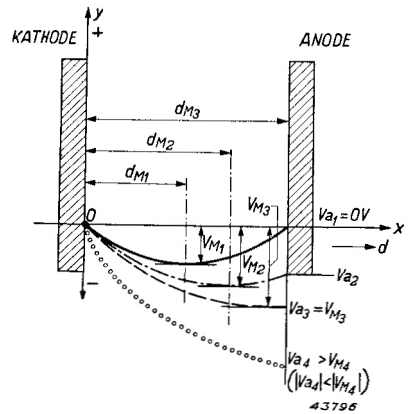


Fig. 20

Getrokken kromme: Potentiaalverdeeling in de ruimte tusschen kathode en anode, voor het geval, dat de anodespanning gelijk is aan nul.

Streepjeslijn: Potentiaalverdeeling voor het geval, dat de anode een zoodanige negatieve spanning heeft, dat het minimum van de potentiaal op de anode ligt.

Streep-stippellijn: Potentiaalverdeelingsdiagram voor een anodespanning, die minder negatief is dan de anodespanning, waarbij het minimum van de potentiaal op de anode ligt.

Uit cirkeltjes bestaande kromme: Potentiaalverdeelingsdiagram voor een anodespanning, die sterker negatief is dan de anodespanning, waarbij het minimum van de potentiaal op de anode ligt.

Bij een nog grootere negatieve waarde van de anodespanning neemt de kromming, evenals de dichtheid van de ruimtelading, steeds verder af. Men noemt den stroom bij negatieve waarden van V_a, waarvan de absolute waarde gelijk aan of grooter is dan de absolute waarde van het potentiaalminimum V_{M3} aan de anode, **aanloopstroom.** Bij aanwezigheid van een aanloopstroom is dus nagenoeg geen ruimtelading meer aanwezig.

De formule van den aanloopstroom I_a als functie van de anodespanning V_a luidt:

$$(3) \qquad I_a = I_s \, \varepsilon^{\frac{eV_a}{kT}}.$$

Hierin stelt I_s den verzadigingsstroom voor, die volgens de in de vergelijkingen (1) en (2) aangegeven wijze, van de absolute temperatuur T der kathode afhankelijk is. Uit vergelijking (3) blijkt, dat de aanloopstroom feitelijk nooit gelijk aan nul wordt. Wel zal deze stroom zeer klein worden, indien de anodespanning V_a voldoende sterk negatief wordt.

Men kan langs experimenteelen weg gemakkelijk vaststellen, dat in een twee-electrodenbuis, bij lage negatieve spanningen aan de anode, anodestroom vloeit. Ook bij een buis met meer electroden zal men bij lage negatieve spanningen aan het stuurrooster een stuurroosterstroom meten. Het is dientengevolge bij een buis met stuurrooster mogelijk, dat gedurende een gedeelte van de roosterwisselspanningsperiode (gedurende den tijd, dat het rooster slechts weinig negatief is) een betrekkelijk groot aantal electronen het rooster bereikt, indien de negatieve roostergelijkspanning niet groot genoeg is. Als gevolg hiervan zal roosterstroom optreden, hetgeen op de versterking van ongunstigen invloed kan zijn. Om dit te vermijden, dient de negatieve roosterspanning nooit minder dan 1,3 V te bedragen. Bij deze negatieve spanning is de roosterstroom bij de meeste buizen namelijk lager dan 0,3 μA en vrijwel steeds te verwaarloozen.

De vergelijking $I_a = I_s \varepsilon^{\frac{eV_a}{kT}}$ kan men grafisch uitzetten (I_a als functie van V_a). In de practijk wordt de aanloopstroom meestal logarithmisch en de spanning lineair uitgezet, waardoor men een kromme verkrijgt, zooals door fig. 21 wordt gegeven.

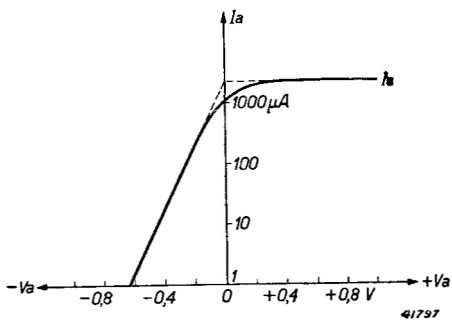


Fig. 21
Logarithmisch uitgezette aanloopstroom en verzadigingsstroom als functie van de anodespanning. Indien men in het overgangsgebied de rechte lijnen voor den aanloopstroom en den verzadigingsstroom verlengt (stippellijnen), moeten deze verlengden zich op de verticale as snijden.

De aanloopstroom verloopt dan volgens een rechte lijn en buigt bij kleine negatieve waarden van de anodespanning om tot een horizontale lijn. Is het horizontale gedeelte bereikt, dan is de waarde van den anodestroom constant en gelijk aan den verzadigingsstroom. De verlengden van de beide rechte lijnen moeten elkaar op de I_a-as snijden, d.w.z. bij $V_a = 0$. Dat de aanloopstroom als functie van de anodespanning een rechte lijn moet zijn, indien de stroom logarithmisch wordt uitgezet, blijkt uit vergelijking (3), namelijk:

(4) $$\log I_a = \log I_s + \left(\frac{e}{kT} \log \varepsilon\right) V_a = k_1 + k_2 \cdot V_a,$$

$$k_1 = \log I_s = \text{constant},$$

$$k_2 = \frac{e}{kT} \log \varepsilon = \text{constant}.$$

$\log I_a$ hangt dus lineair af van V_a. De helling van de lijn van den aanloopstroom is gelijk aan $\frac{e}{kT} \log \varepsilon$ en dus omgekeerd evenredig met de temperatuur van de kathode. Het verlengde van deze lijn moet de I_a-as (dus bij $V_a = 0$) bij $I_a = I_s$ snijden.

§ 6. De contactpotentiaal tusschen metalen of het Volta-effect

In buizen is de invloed van electrische velden tusschen verschillende electroden ten gevolge van de **contactpotentiaal** of het z.g. Volta-effect zeer belangrijk. Dit potentiaalverschil wordt op het uitwendig aangelegde potentiaalverschil (anode- of roosterspanning) gesuperponeerd. De contactpotentiaal is afhankelijk van de toegepaste metalen en van de geaardheid hunner oppervlakken.

Indien twee metalen, A en B (zie fig. 22), onderling in contact worden gebracht, vloeien vrije electronen van het metaal met den kleinsten uittreearbeid φ_1 (bijv. metaal A in fig. 22) naar het metaal met den grootsten uittreearbeid φ_2 (metaal B). Het metaal A verliest dus negatieve lading en wordt sterker positief, terwijl het metaal B negatieve lading ontvangt en sterker negatief wordt. Het metaal A noemt men dan electro-positief t.o.v. het metaal B. Dientengevolge ontstaat tusschen de metalen A en B een electrisch veld, waarvan de krachtlijnen van het metaal met den laagsten uittreearbeid naar het metaal met den hoogsten uittreearbeid loopen.

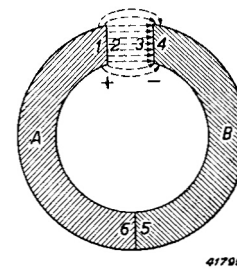


Fig. 22
Indien twee metalen, A en B, met elkaar in aanraking worden gebracht (bij 5 en 6) en deze metalen verschillende uittreepotentialen hebben, ontstaat tusschen de oppervlakken der metalen (bijv. tusschen 2 en 3) een potentiaalverschil. Dit is gelijk aan het verschil van de uittreepotentialen der metalen, waarbij het metaal met de laagste uittreepotentiaal positief is t.o.v. het metaal met de hoogere uittreepotentiaal.

Het uitwendige potentiaalverschil tusschen de metalen is gelijk aan het verschil tusschen de uittreepotentialen $\varphi_2 - \varphi_1$. De contactpotentiaal is dus gelijk aan:

(5) $$V_{KP} = \varphi_2 - \varphi_1.$$

Ten gevolge van de contactpotentiaal vloeit er echter geen stroom van het eene metaal naar het andere. Het is dan ook niet mogelijk, dit potentiaalverschil met electromagnetische instrumenten vast te stellen. Als de kring wordt gesloten,

d.w.z. als de vlakken 2 en 3 van fig. 22 met elkaar in contact worden gebracht, vloeien geen electronen van het metaal A naar het metaal B. Het electrostatische veld, dat wordt veroorzaakt door het verschil in potentiaal tusschen verschillende in de buizen voor de electroden toegepaste metalen, zal echter van invloed zijn op de electronenbeweging in het electrodensysteem.

In de practijk heeft het optreden van het Volta-effect ten gevolge, dat in een twee-electrodenbuis bijvoorbeeld, tusschen anode en kathode, een voltaspanning ontstaat, die gelijk is aan het verschil tusschen de inwendige uittreepotentialen φ van de voor de anode en de kathode toegepaste metalen; hierbij speelt het metaal van de verbindingsleiding tusschen de electroden, evenals de tusschengeschakelde spanningsbron (bijv. de batterij) geen andere rol dan die van ladingoverbrenger.

Indien de uittreepotentiaal van het metaal der kathode lager is dan die van het voor de anode of voor het rooster gebruikte metaal, zal de contactpotentiaal van de kathode t.o.v. de anode of het rooster van een buis positief zijn. Daar de contactpotentiaal een constante waarde heeft, beteekent dit, dat de in fig. 21 weergegeven anodestroom-anodespanningskromme van een twee-electrodenbuis naar rechts wordt verschoven.

In een drie-electrodenbuis zal zoowel de roosterspanning als de anodespanning door de contactpotentialen van het voor de anode en voor het rooster gebruikte metaal veranderen, en wel zal het rooster, indien het negatief is, sterker negatief en de anode, indien deze positief is, minder positief worden.

Daar de rooster-kathode en de anode-kathode voltapotentialen voor een bepaalde drie-electrodenbuis constant zijn, kunnen deze tot één waarde, V_{KP}, worden gecombineerd, namelijk:

$$V_{KP} = V_g' + \frac{V_a'}{\mu}. \tag{6}$$

Hierin zijn:

V_g' de contactpotentiaal van het rooster t.o.v. de kathode,

V_a' de contactpotentiaal van de anode t.o.v. de kathode,

μ de versterkingsfactor van de buis.

Daar μ steeds aanmerkelijk grooter is dan 1, zal de invloed van de contactpotentiaal der anode slechts uiterst gering zijn, zoodat men dezen kan verwaarloozen en alleen rekening behoeft te houden met de contactpotentiaal van het rooster.

§ 7. Het emissierendement

De electronenemissie van een metaal hangt, volgens de formule van den verzadigingsstroom, sterk af van de temperatuur. Bij stijgende tempera-

tuur neemt de electronenemissie toe, zoodat het gunstig is, de temperatuur van de kathode zoo hoog mogelijk te kiezen. Dit is ook nog uit anderen hoofde gunstig. Voor de verwarming van de kathode is namelijk een bepaald vermogen (in watt) noodig (vooralsnog kan de aard van de verwarming buiten beschouwing blijven). Per watt verhittingsvermogen worden bij een hoogere temperatuur meer electronen geëmitteerd dan bij een lagere temperatuur. Men noemt het quotiënt $\frac{\text{electronenemissie in mA}}{\text{verhittingsvermogen in W}}$ het **emissierendement** van de kathode; dit rendement neemt bij stijgende temperatuur sterk toe, hetgeen een gevolg is van het feit, dat de electronenemissie bij een hoogere temperatuur veel sterker toeneemt dan de warmte, die de kathode door straling en geleiding afgeeft. (Het verhittingsvermogen moet de warmteafgifte compenseeren, zoodat het verhittingsvermogen kan worden gelijkgesteld aan het vermogen, dat in den vorm van warmte wordt afgegeven.)
De verschillende in aanmerking komende metalen en materialen van bijzondere samenstelling hebben een zeer verschillende maximum toelaatbare temperatuur, zoodat metalen met een lage uittreepotentiaal in verband met het smeltpunt en het verdampen, een belangrijk lager rendement kunnen hebben dan andere metalen of materialen en soms, door het uiterst lage rendement, practisch niet te gebruiken zijn. Bovendien spelen de mogelijkheid van het bewerken, de levensduur en nog andere eigenschappen een belangrijke rol bij de keuze van het materiaal voor de kathode.

§ 8. De electronenemissie van oppervlakken van zuiver metaal

De electronenemissie van een zuiver metaal wordt, volgens de formule van den verzadigingsstroom, voornamelijk bepaald door den exponent. De alkalimetalen natrium, kalium, rubidium en caesium zijn, ondanks het feit, dat deze van alle metalen de laagste uittreepotentiaal hebben, practisch onbruikbaar voor toepassing als kathode voor thermische emissie. Het smeltpunt van deze metalen ligt te laag en de verdampingssnelheid is te groot.
Zoo heeft caesium een smeltpunt van 29° C en, bij deze temperatuur, een verzadigingsstroom I_s van ca. 10^{-18} A/cm², d.w.z. 10^{-7} μA per cm². Deze waarde is veel te laag, daar de kathodestroom bij normale versterkingsbuizen in de orde van grootte van enkele mA en, bij eindversterkingsbuizen, in de orde van grootte van 20—100 mA ligt en de oppervlakte van de kathode hierbij slechts enkele cm² bedraagt. Ook metalen zooals zirconium en platina hebben een nog te laag smeltpunt om voor kathodemateriaal in aanmerking te kunnen komen. Alleen me-

talen met een zeer hoog smeltpunt, zooals bijv. wolfraam, tantaal en molybdeen, komen dus in aanmerking.

Belangrijk voor de keuze van het kathodemateriaal zijn onder andere ook nog de gedragingen ervan onder den invloed van achtergebleven gassen in de buis. Ondanks het meest zorgvuldige pompen en andere bewerkingen ter perfectionneering van het vacuum, blijft in een buis altijd nog een bepaalde hoeveelheid gas achter (ook gassen, die later uit de verschillende deelen van de buis vrij komen). Dergelijke achtergebleven gassen, zooals zuurstof, stikstof, kooldioxyde, waterdamp e.a., die chemische verbindingen kunnen vormen met het kathodemateriaal, veranderen het emitteerende oppervlak zoodanig, dat haar vermogen, electronen te emitteeren, achteruit gaat. Zoo kan zuurstof een dunne oxydelaag op de kathode vormen, waardoor de emissie grootendeels wordt teniet gedaan. Men noemt dezen invloed van achtergebleven gassen **vergiftiging van de kathode.**

De **levensduur** van de kathode kan door de aanwezigheid van edelgassen, zooals argon, helium, neon, en ook door kwikdamp, ongunstig worden beïnvloed, hoewel deze gassen niet rechtstreeks van invloed zijn op de emissie. Bij voldoend hooge spanning worden deze gassen geïoniseerd en botsen positieve ionen tegen de kathode; bij dit ionenbombardement worden atomen uit de kathode los gemaakt, waardoor de kathode snel te gronde gaat. De keuze van het voor de kathode gebruikte metaal wordt dus ook door de gedragingen onder den invloed van achtergebleven gassen bepaald.

Van de drie bovengenoemde metalen is wolfraam het belangrijkste:

1) in verband met het hooge smeltpunt (3655° K), waardoor een hooge bedrijfstemperatuur (2500° K) bij een gunstigen levensduur mogelijk is;
2) in verband met de ongevoeligheid van de electronenemissie voor achtergebleven gassen. De verbindingen van deze gassen met wolfraam (bijv. wolfraamoxyde) zijn namelijk bij hooge temperatuur uiterst vluchtig, zoodat de oppervlakte steeds schoon blijft. Ook een zuurstoflaag ter dikte van 1 atoom, die de emissie belangrijk schaadt, is bij deze temperatuur niet mogelijk.

Molybdeen heeft weliswaar een hoogere specifieke electronenemissie dan wolfraam, maar ten gevolge van het lagere smeltpunt (2895° K) is de duurzaamheid bij de gewenschte bedrijfstemperatuur onvoldoende. Tantaal heeft een smeltpunt van 3300° K en is in dit opzicht beter geschikt dan molybdeen. De emissie van dit metaal is echter zeer gevoelig voor achtergebleven gassen; verschillende verbindingen, zooals tantaalpentoxyde, vervluchtigen bij de gewenschte bedrijfstemperatuur maar weinig.

In onderstaande tabel zijn voor het metaal wolfraam de electronenemissie in A/cm² en de electronenemissie per watt uitgestraald warmtevermogen in mA/W als functie van de absolute temperatuur opgenomen.

TABEL I

Metaal: wolfraam

Temperatuur (° K)	Electronenemissie (A/cm²)	Emissierendement (mA/W)
1500	$0{,}102 \times 10^{-6}$	$1{,}85 \times 10^{-5}$
1600	$0{,}102 \times 10^{-5}$	$1{,}28 \times 10^{-4}$
1700	$0{,}812 \times 10^{-5}$	$7{,}58 \times 10^{-4}$
1800	$0{,}490 \times 10^{-4}$	$3{,}47 \times 10^{-3}$
1900	$0{,}257 \times 10^{-3}$	$1{,}38 \times 10^{-2}$
2000	$0{,}112 \times 10^{-2}$	$4{,}67 \times 10^{-2}$
2100	$0{,}427 \times 10^{-2}$	0,140
2200	$1{,}41 \times 10^{-2}$	0,369
2300	$4{,}37 \times 10^{-2}$	0,920
2400	$12{,}3 \times 10^{-2}$	2,13
2500	$30{,}2 \times 10^{-2}$	4,27
2600	0,776	8,92
2700	1,74	19,6
2800	3,74	27,5
2900	7,75	43,7
3000	14,9	65
3100	28,1	89,2
3200	50,5	112
3300	87,7	135
3400	149	155

§ 9. De electronenemissie van oxydekathoden

Door op het metaal van een kathode een geschikte **oxydelaag** aan te brengen, bestaat de mogelijkheid kathoden te maken, die veel gunstiger eigenschappen hebben dan uit zuivere metalen vervaardigde kathoden. Kathoden, waarvan de kern uit een metaal of een metaalalliage bestaat en die met een dunne laag van aardalkali-oxyde zijn bedekt, noemt men **oxydekathoden.** Deze kathoden geven bij een betrekkelijk lage tem-

peratuur (700 à 800° C) een veel grootere emissie dan kathoden van zuiver metaal.

a) Het activeeren van de oxydekathoden

De in radiobuizen toegepaste oxydekathoden bestaan uit een metalen kern, die door een woltraam- of nikkeldraad, resp. nikkelen band of buisje, wordt gevormd en met een laag barium- en strontiumoxyde ter dikte van 20—80 micron (1 micron $= 10^{-4}$ cm) is bedekt. Bij de fabricage wordt de draad of het nikkelen buisje eerst met een mengsel van barium- en strontiumcarbonaten ($BaCO_3$ en $SrCO_3$) bedekt. Het **activeeren** van de aldus geprepareerde kathode vindt plaats na de volledige montage van de buis, tijdens het **pompen** en **uitbranden.** Alle inwendige metalen deelen worden dan met behulp van hoogfrequente wervelstroomen, die door middel van een over de buis geplaatste spoel van enkele windingen worden opgewekt, roodgloeiend verhit; tegelijkertijd wordt een electrische stroom door den wolfraam- of nikkeldraad, resp. door een gloeilichaam in het nikkelen buisje, gestuurd, ten gevolge waarvan de kathode op een hooge temperatuur (ca. 1000° C) wordt gebracht.

Bij deze temperatuur vallen de carbonaten op de kathode uiteen en er ontstaan op het metaal, dat de kern van de kathode vormt, een metaaloxyde en verder kooldioxyde (CO_2), dat door gelijktijdig **pompen** uit de buis wordt verwijderd. Als het pompen is beëindigd, wordt de buis dichtgesmolten; de kathode is dan echter nog niet volledig geactiveerd, de electronenemissie heeft het maximum nog niet bereikt en is nog niet gelijkmatig over de geheele oppervlakte verdeeld. De volledige activeering geschiedt door het zoogenaamde **uitbranden,** hetwelk hierin bestaat, dat men den kathodedraad of het gloeilichaam van het kathodebuisje, na de buis te hebben dichtgesmolten, op een hooge temperatuur brengt (ca. 1½ tot 2 keer de normale gloeispanning van den draad of het gloeilichaam). Tegelijkertijd wordt de emissie met behulp van anode- en roosterspanningen, die positief zijn t.o.v. de kathode, uit deze laatste getrokken. De kathode emitteert dan electronen en de emissie wordt tijdens het activeeren voortdurend beter. Na het uitbranden van de buis wordt deze nog een bepaalden tijd bij verhoogde gloeispanning van den kathodedraad of het gloeilichaam, echter met betrekkelijk lage emissie (stuurroosterspanning gelijk aan nul), verder gebrand (zoogenaamd **ruststroombranden).**

De geactiveerde oxydekathode bevat een bepaald percentage metallisch barium en strontium. Zoo is gebleken, dat het aantal vrije bariumatomen ca. 0,2% van het totale aantal aanwezige barium-oxydemoleculen

bedraagt. Deze bariumatomen zijn gedeeltelijk aan de oppervlakte van de bariumoxydekristallen geadsorbeerd[1]); vermoedelijk bevindt het grootste gedeelte van de bariumatomen zich echter in de oxydekristallen. Het vrije barium, dat in de geactiveerde kathode aanwezig is, speelt bij de emissie een belangrijke rol. Het bewijs hiervoor wordt geleverd door het feit, dat de emissie sterk afneemt, als gedurende korten tijd zuurstof in de buis wordt toegelaten. Het vrije barium oxydeert dan; de kathode is door de zuurstof „vergiftigd". Andere gassen, die zich niet met barium verbinden, vergiftigen de kathode niet (waterdamp is uitermate schadelijk voor de kathode, daar deze niet alleen een verbinding vormt met barium, maar bovendien het oxyde gedeeltelijk in hydroxyde omzet).

Een ander bewijs voor het belang van het barium als „emitter" van electronen wordt gevormd door het feit, dat een oxydekathode kan worden geactiveerd door barium van buiten uit op de kathode te destilleeren. Het activeeringsproces bestaat klaarblijkelijk dan ook uitsluitend daarin, dat door verschillende oorzaken tijdens het pompen en uitbranden **metallisch barium** ontstaat.

Men heeft verschillende verklaringen voor de wijze, waarop de electronenemissie bij oxydekathoden plaats vindt. De jongste opvatting, die het meest met de werkelijkheid schijnt overeen te komen, wordt in het werk van J. H. de Boer, Elektronenemission und Adsorptionserscheinungen, uitgever Johann Ambrosius Barth, Leipzig, 1937, blz. 267 e.v., uitvoerig uiteengezet. In dit boek volstaan wij, hiernaar te verwijzen.

b) De verzadigingsstroom van de oxydekathode

Voor den verzadigingsstroom per cm^2 van een oxydekathode geldt met voldoende benadering de formule:

$$I_s = A' T^2 \varepsilon^{-\frac{e\varphi'}{kT}}. \tag{7}$$

Het blijkt, dat voor een op juiste wijze geactiveerde oxydekathode de uittreepotentiaal φ' van 1 tot 1,3 V bedraagt. De factor A' bedraagt daarbij 0,2 tot 10 A/(graad cm)^2.

De uittreepotentiaal van de oxydekathode is opvallend laag in vergelijking met die van de wolfraamkathode. Dit heeft ten gevolge, dat de emissie van de oxydekathode per watt uitgestraald warmtevermogen betrekkelijk groot is. Het emissierendement van de oxydekathode is dus

---

[1]) Onder adsorptie van metaalatomen aan een oppervlak verstaat men het verschijnsel, waarbij vreemde metaalatomen aan het oppervlak van een metaal (of oxyde) worden gebonden. De vreemde metaalatomen kunnen veelal ook als ionen worden gebonden.

zeer gunstig, en deze kathode kan bij de normale bedrijfstemperatuur van 1050° K per watt gloeistroomvermogen tot 1000 mA emitteeren. Zooals reeds in den aanhef van deze paragraaf werd vermeld, bestaan de in de practijk toegepaste oxydekathoden meestal uit een mengsel van bariumoxyde en strontiumoxyde. Het blijkt namelijk, dat de emissie bij een dergelijk mengsel aanmerkelijk grooter is, dan van bariumoxyde of strontiumoxyde alleen.

c) De aanloopstroom bij oxydekathoden

Vergelijking (3) van § 5 geeft de formule voor den aanloopstroom. Deze formule geldt eveneens voor oxydekathoden; de waarde van I_s is dan door vergelijking (7) gegeven. In vergelijking (3) kan men $\frac{kT}{e}$, waarvan de dimensie overeenkomt met de dimensie van een spanning, vervangen door een grootheid V_T, die temperatuurspanning genoemd wordt. Vergelijking (3) wordt dan:

$$I_a = I_s \, \varepsilon \, \frac{V_a}{V_T}. \tag{8}$$

Bij de meeste oxydekathoden heeft de temperatuurspanning V_T een waarde van 0,1 V.

d) De contactpotentiaal bij oxydekathoden

Tusschen de oxydekathode en het stuurrooster bestaat eveneens een contactpotentiaal. Daar echter bij oxydekathoden de gang van zaken bij de emissie geheel anders is dan bij zuivere metaaloppervlakken, en daar aan de uittreepotentiaal φ' een geheel verschillende beteekenis moet worden toegeschreven, kan niet worden gezegd, dat

$$V_{KP} = \varphi_{\text{rooster}} - \varphi_{\text{kathode}}.$$

Toch moet men zich voorstellen, dat ook in dit geval de contactpotentiaal wordt veroorzaakt door den aard van het kathode- en roostermetaal en door de bezetting van deze metaaloppervlakken met barium. Wellicht wordt de contactpotentiaal bovendien nog beïnvloed door de bariumionen, die tijdens de emissie steeds in de oxydelaag aanwezig zijn. De contactpotentiaal tusschen stuurrooster en kathode heeft een verschuiving van de roosterspanning en van het beginpunt van den roosterstroom ten gevolge. Meestal heeft de contactpotentiaal tusschen kathode en stuurrooster een waarde tusschen 0,5 en 1 V, die ten opzichte van de kathode negatief is. Als de oxydekathode nog niet geactiveerd is, dus vóór het uitbranden, heeft V_{KP} een waarde van 1,5 tot 2 V. Het rooster is in dit geval namelijk nog niet met barium bedekt.

HOOFDSTUK V

De secundaire electronenemissie

Onder **secundaire electronenemissie** verstaat men het verschijnsel, waarbij, ten gevolge van de botsing van een zeer snel bewegend electron of ion tegen een metaal (of isolator), electronen uit dit metaal (of dezen isolator) worden vrij gemaakt.
Een stof, die met electronen wordt gebombardeerd, zendt dus electronen uit. Soms is het aantal uitgezonden **secundaire electronen** grooter dan het aantal **primaire electronen,** dat tegen deze stof botst.
De secundaire emissie is een belangrijk verschijnsel. In radiobuizen kan de uitwerking ervan tot storingen aanleiding geven. Ook worden speciale buizen met bijzondere eigenschappen vervaardigd, waarbij van het principe der secundaire electronenemissie gebruik wordt gemaakt. In dit hoofdstuk zullen slechts enkele eigenschappen van de secundaire emissie worden beschreven. [1])

§ 1. De geschiktheid van oppervlakken om secundaire electronen te emitteeren

Onder secundaire-emissiefactor van een oppervlak verstaat men het gemiddelde aantal secundaire electronen, dat per botsend primair electron uit het oppervlak wordt vrij gemaakt. De secundaire-emissiefactor stelt men voor door de grieksche letter δ.
De secundaire-emissiefactor is niet onafhankelijk van de snelheid, waarmee het primaire electron met de stof in botsing komt. Deze botsingssnelheid van het primaire electron staat volgens de formule (5), § 1, hoofdstuk III, in een bepaald verband met de spanning tusschen de primaire kathode en het secundaire emitteerend oppervlak, n.l.:

$$v = 5{,}93 \times 10^7 \times \sqrt{V_p} \text{ (cm/sec)}.$$

Hierin is V_p de spanning tusschen de kathode en het secundaire emitteerend oppervlak.
Meet men nu den secundaire-emissiefactor δ voor verschillende metaaloppervlakken als functie van de in V doorloopen potentiaalverschil uitgedrukte botsingssnelheid van de primaire electronen, dan vertoonen alle uit de metingen verkregen krommen een maximum van den

[1]) Zie voor nadere details: H. Bruining, Dissertatie Leiden, 1930, H. Bruining, Philips' Technisch Tijdschrift **3**, 1938, blz. 80 e.v. en H. Bruining, „Die Sekundäremission fester Körper", uitgave van Julius Springer, 1941.

factor δ. Fig. 23 geeft een dergelijke kromme voor nikkel en fig. 24 voor barium en bariumoxyde. Uit fig. 23 blijkt, dat het maximum voor nikkel bij ongeveer 500 V ligt en dat de secundaire electronenstroom dan ca. 1,25 maal zoo groot is als de primaire electronenstroom. Bij barium is de secundaire electronenstroom kleiner dan de primaire electronenstroom, terwijl bariumoxyde een nagenoeg vijfvoudigen secundairen electronenstroom geeft. Hieruit volgt, dat de secundaire emissie voor verschillende stoffen sterk uiteen kan loopen.

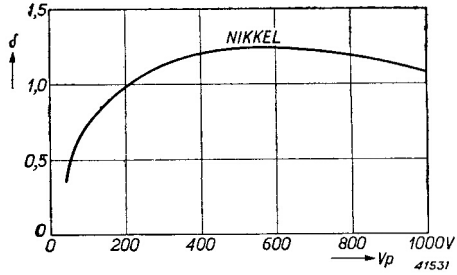


Fig. 23

Secundaire-emissiefactor δ voor nikkel, als functie van de botsingssnelheid van het primaire electron, overeenkomstig de in V aangegeven spanning.

Door voor V_p verschillende waarden te nemen, is het mogelijk, δ als functie van de botsingssnelheid van de primaire electronen te bepalen. De stroomen worden daarbij zoo klein gekozen, dat practisch geen ruimtelading optreedt.

§ 2. De energieverdeeling van de secundaire electronen; elastisch teruggekaatste primaire electronen

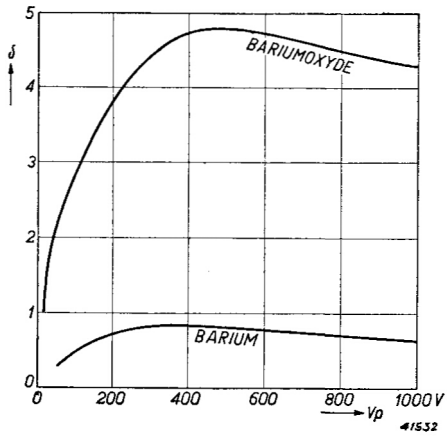


Fig. 24

Secundaire-emissiefactor δ voor barium en bariumoxyde, als functie van de botsingssnelheid van het primaire electron, overeenkomstig de in V aangegeven spanning.

Het is soms van belang, de snelheden of de kinetische energieën van de secundaire electronen en de meest voorkomende snelheden ervan, te kennen. De snelheden en de verdeeling van de snelheden kunnen worden bepaald met behulp van verscheidene methoden. Een van deze methoden is de tegenveldmethode, waarmede kan worden bepaald, welk gedeelte van de secundaire electronen tegen een bepaald potentiaalverschil, V_d, kan oploopen en welk gedeelte dus een grootere kinetische energie dan e.V_d bezit. Op deze wijze zou men dus een inzicht in de

verdeeling van de kinetische energie der secundaire electronen kunnen krijgen, hoewel deze methode niet direct een energieverdeelingskromme oplevert. Andere methoden, bijv. die van het transversale magnetische veld [1]), leveren direct een snelheidsverdeelingskromme op, die in een energieverdeelingskromme omgerekend kan worden.

Fig. 25 toont bijvoorbeeld het aantal der secundaire electronen in een klein energiegebied, die door zilver worden geëmitteerd, als functie van de energie. In dit voorbeeld is de botsingsenergie van de electronen 160 V [2]). Uit deze figuur blijkt, dat kinetische energieën tusschen 0 en 30 V het veelvuldigst zijn; terwijl het maximum, M, bij ongeveer 4 tot 10 V ligt. Tegelijkertijd toont deze figuur een scherp maximum aan bij Q (ca. 160 V). Het betreft hier electronen, die uittreden met een snelheid gelijk aan de botsingssnelheid, en het zijn klaarblijkelijk primaire electronen, die zonder verlies aan energie worden teruggeworpen. Er is in dit geval klaarblijkelijk sprake van elastisch teruggekaatste primaire electronen.

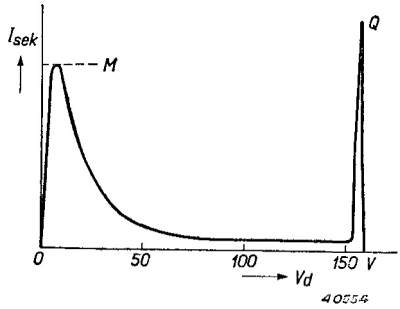


Fig. 25

Het aantal, voor zilver door meting van den stroom bepaalde, secundaire electronen als functie van de uittreesnelheid ervan, overeenkomstig de in V aangegeven spanning. De botsingssnelheid van de primaire electronen is hierbij, overeenkomstig de spanning, 160 V.

Het blijkt nu verder, dat de snelheid van de primaire electronen geen invloed heeft op de plaats van het maximum M, wel echter op de hoogte van het maximum. Dit beteekent dus, dat de meest voorkomende snelheid van de secundaire electronen niet door de snelheid van de primaire electronen wordt beïnvloed. Tevens kan worden aangetoond, dat het aantal elastisch teruggekaatste electronen bij toenemende snelheid van de primaire electronen afneemt.

§ 3. Eenige practische waarden voor den secundaire-emissiefactor

In de twee voorgaande paragrafen werd een beknopte uiteenzetting gegeven van eenige eigenschappen der secundaire emissie. Thans zal aan de hand van enkele practische getallen een beeld worden gegeven van de secundaire emissie van metalen en andere oppervlakken. Allereerst is in tabel II voor de meeste metalen de waarde van δ voor $V_p = 150$ V vermeld. Ook vindt men in deze tabel de maximale waarde van δ en de met deze waarde overeenkomende botsingssnelheid (uitgedrukt in de overeenkomstige spanning in V) van de primaire

[1]) R. Kollath, Annalen der Physik, dl. 27, 1936, pag. 731 e.v.
[2]) Hiermede wordt bedoeld de kinetische energie, die een electron krijgt ten gevolge van het doorloopen van een potentiaalverschil van 160 V.

electronen. Bovendien is in de tabel de botsingssnelheid opgenomen, waarbij $\delta = 1$. Ten slotte geeft de tabel nog de uittreepotentiaal φ aan.

TABEL II

Secundaire emissie van zuivere metalen en van koolstof

Materiaal	Vorm, waarin de stof werd onderzocht	Botsingssnelheid V_p, waarbij $\delta = 1$	δ bij V_p = 150 V	Max. secundaire-emissiefactor δ_{max}	Botsingssnelheid V_p, waarbij $\delta = \delta_{max}$	Uittreepotentiaal φ
zilver	in plaatvorm	165 V	0,95	1,47	800 V	4,61 V
aluminium	in plaatvorm aan de lucht blootgesteld	50—30 V	1,65—2,1	2,1—2,6	400 V	—
goud	in plaatvorm	165 V	0,96	1,46	800 V	4,90 V
barium	in vacuum neergeslagen	—	0,63	0,83	400 V	2,70 V
caesium	id.	—	0,55	0,72	400 V	1,91 V
koper	in plaatvorm	205 V	0,85	1,27	600 V	4,26 V
kalium	in vacuum neergeslagen	—	0,72—0,88	0,8—0,94	300 V	2,24 V
magnesium	id.	—	0,90	0,95	300 V	2,74 V
molybdeen	in plaatvorm	150 V	1,0	1,25	400 V	4,15 V
nikkel	id.	180—160 V	0,94—0,98	1,22—1,34	500 V	5,01 V
platina	id.	150 V	1,0	1,78	750 V	5,29 V
tantalum	id.	275 V	0,76	1,29	600 V	4,12 V
titaan	id.	—	0,75	0,90	275 V	3,95 V
wolfraam	id.	250 V	0,75	1,33	650 V	4,5 V
zirkonium	id.	180 V	0,96	1,09	350 V	4,1 V
koolstof	koolsmeersel	300 V	0,9	1,0	300 V	—

Men zou verwachten, dat, bij metalen met een kleine uittreepotentiaal φ, de factor δ groot zou zijn. Het tegendeel is echter waar.
Doorgaans is het secundaire emitteerend vermogen van metalen met hooge uittreepotentiaal φ grooter dan van metalen met lage φ. Dit kan worden verklaard, doordat de snelle primaire electronen in metalen met lage φ, die in het algemeen een geringe ionendichtheid bezitten, diep kunnen doordringen, terwijl de langzame secundaire electronen, door de betrekkelijk dikke laag metaal, die zij, alvorens uit te treden, moeten doorschrijden, worden geabsorbeerd. Verder dient te worden opgemerkt, dat de secundaire-emissiefactor δ van metaaloppervlakken sterk wordt beïnvloed door onvoldoend ontgassen en oxydehuidjes aan de oppervlakte.

§ 4. Invloed van de hoedanigheid van het oppervlak op den secundaire-emissiefactor

De geschiktheid van een oppervlak om secundaire electronen te emitteeren hangt sterk af van de hoedanigheid van dit oppervlak. Is het oppervlak van een geleider ruw (bijv. koolstof in den vorm van roet of wolfraam in den vorm van zoogenaamd „zwart wolfraam", dat uit zeer fijn

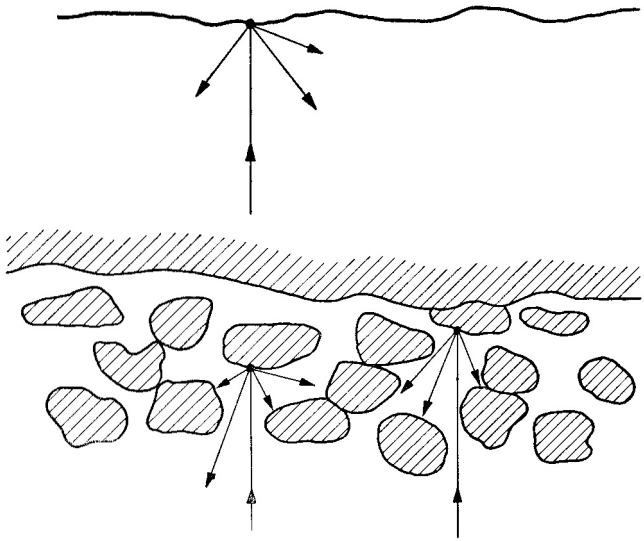


Fig. 26
Schematische voorstelling van het labyrintheffect bij de secundaire emissie van ruwe oppervlakken.

verdeeld wolfraam bestaat), dan zal de secundaire emissie geringer zijn dan normaal het geval is. Hierbij speelt het zoogenaamde labyrintheffect een rol. Fig. 26 geeft een schematische voorstelling van dit effect. Heeft een secundair electron bij een glad oppervlak de uittreepotentiaal overwonnen, dan staan hem geen verdere hindernissen in den weg, om zich van het oppervlak te verwijderen (zie fig. 26 boven). Hebben we echter te maken met een ruw oppervlak van labyrinthachtigen aard, dan komt het voor, dat electronen na hun uittreden uit het oppervlak, door voor dit oppervlak liggende deeltjes worden opgevangen (zie fig. 26 beneden). Het aantal secundaire electronen, dat zich van het oppervlak verwijdert, wordt hierdoor aanmerkelijk verkleind. Bovendien kan het uitwendige electrische veld niet voldoende in de openingen doordringen, om de secundaire electronen weg te trekken.

HOOFDSTUK VI

Eenige belangrijke onderdeelen van de radiobuis

§ 1. De kathode

De kathode is een van de belangrijkste onderdeelen van de radiobuis, want zij moet de voor het functionneeren van de buis vereischte electronen leveren. Zooals uit hoofdstuk IV blijkt, bestaat de kathode uit een metaal of uit een metaal- of metaaloxydebedekking, die tot de vereischte temperatuur wordt verhit, om den electronen de voor het uittreden noodzakelijke temperatuursnelheid te geven. Ofschoon het in principe onbelangrijk is op welke wijze de kathode wordt verhit, geschiedt dit uit practische overwegingen altijd door een electrischen stroom, den zoogenaamden **gloeistroom.**

Men maakt onderscheid tusschen **direct** en **indirect verhitte kathoden.** In het eerste geval bestaat de kathode uit een metaaldraad, waarvan de emitteerende eigenschappen gunstig zijn en waar de gloeistroom doorheen loopt. Ten gevolge van den weerstand, die de stroom in den kathodedraad ondervindt, wordt deze op de vereischte temperatuur gebracht (warmteontwikkeling van Joule).

In het tweede geval bestaat de kathode uit een dun metalen buisje, waarin een gloeidraad geïsoleerd is aangebracht. Door dezen gloeidraad wordt een electrische stroom van de voor het bereiken van de gewenschte temperatuur vereischte sterkte gestuurd. De warmte van den draad wordt, door de isoleering heen, op het kathodebuisje overgebracht. Deze isoleering is bestand tegen de optredende hooge temperaturen.

a) Direct verhitte kathoden

Zooals boven beschreven, bestaat een direct verhitte kathode uit een draad, waardoor de gloeistroom loopt. Deze draad is bij kleine radio-ontvangbuizen uiterst dun — bij de modernste typen buizen bedraagt de diameter bijvoorbeeld 10 μ (0,01 mm) — terwijl de diameter bij groote zendbuizen belangrijk grooter kan zijn (van de orde van grootte van 1 mm). Daar het gewenscht is, voor een bepaald gloeistroomvermogen (stroom $\times$ spanning), d.w.z. toevoer van warmte, zoo veel mogelijk electronen vrij te maken, is de keuze van het kathodemateriaal zeer belangrijk (zie hoofdstuk IV). Uit deze overweging wordt tegenwoordig in radio-ontvangbuizen bijna uitsluitend de oxydekathode gebruikt.

De direct verhitte oxydekathode bestaat uit een draad, de kern, waarop een oxydelaag is aangebracht. Als kernmateriaal wordt wolfraam of nikkel of een nikkellegeering gebruikt, waarbij nikkel, ook dikwijls in den vorm van band wordt toegepast. Voor buizen met een uiterst klein gloeistroomvermogen, zooals de moderne batterijbuizen met een

gloeistroomvermogen van slechts 0,035 W, wordt wolfraamdraad als kern gebruikt, daar het wolfraam gemakkelijker tot op een dikte van 10 μ kan worden getrokken. Bij oudere batterijbuizen, evenals bij direct verhitte gelijkrichtbuizen, vindt men nog dikwijls nikkeldraad of nikkelband als kernmateriaal. Terwijl bij oudere buizen, en ook bij de moderne, direct verhitte gelijkrichtbuizen, de oxydelaag een dikte van 20 tot 80 μ heeft, hebben de nieuwste batterijbuizen een oxydelaag van slechts 10 μ, zoodat de diameter van de kathode (kerndraaddiameter + tweemaal de dikte van de laag) slechts 30 μ bedraagt (bij vroegere batterijbuizen met gelijksoortige eigenschappen 85 μ). Hierdoor wordt het vereischte gloeistroomvermogen tot een minimum teruggebracht.

De oxydekathode levert bij een betrekkelijk lage temperatuur een voldoende emissie. Gewoonlijk werken deze kathoden bij een temperatuur van 700 à 800° C; deze temperatuur komt overeen met een kersroode kleur van den gloeidraad. Over het activeeren van de oxydekathoden werd in hoofdstuk IV, § 9a, reeds het een en ander medegedeeld.

Hieraan kan nog het volgende worden toegevoegd:

De bedrijfstemperatuur van de kathode wordt doorgaans zoo gekozen, dat de eigenschappen van de buizen bij bepaalde variaties van deze temperatuur, ten gevolge van schommelingen van de spanning van de gloeistroombron, waardoor onderverhitting of oververhitting wordt veroorzaakt, niet al te zeer veranderen.

De gloeidraden van de direct verhitte kathoden moeten zeer zorgvuldig worden bevestigd, in het bijzonder, indien voor de kern uiterst dunne draden worden gebruikt. De gloeidraden worden meestal in een vlak uit-

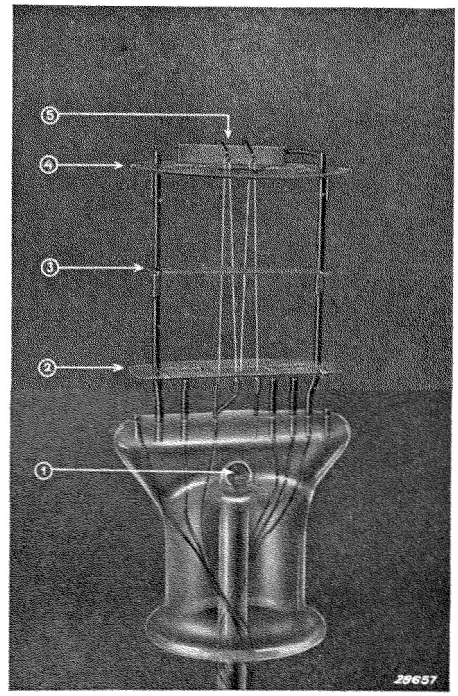


Fig. 27

Direct verhitte kathode. Deze bestaat uit een met oxyde bedekten wolfraamdraad, die door veeren wordt gespannen.

1) Opening van den pompstengel.
2) Onderste micaplaatje.
3) Micaplaatje, dat, ter vermijding van zijwaartsche trillingen van den draad (microfonisch effect), tegen dezen draad drukt.
4) Bovenste micaplaatje.
5) Veeren voor het spannen van den draad.

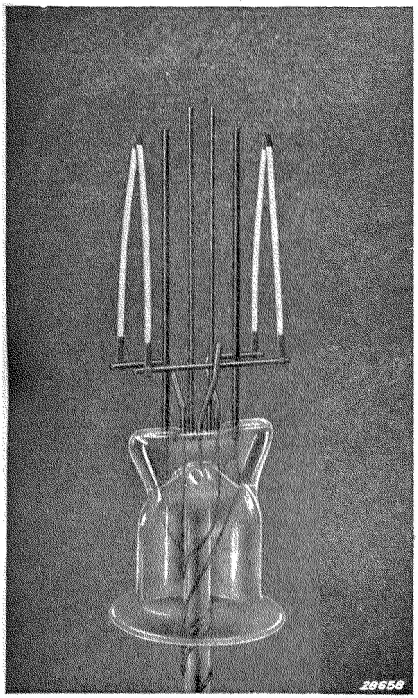


Fig. 28
Kathode van een direct verhitte gelijkrichtbuis. Deze bestaat uit een nikkelband, die met oxyden (witte kleur) is bedekt.

gespannen en wel in M- of V-vorm. De draad wordt door veeren (5 in fig. 27) gespannen, waardoor de rechte stukken zijwaarts niet kunnen doorzakken, hetgeen anders, als gevolg van de warmteuitzetting, wèl het geval zou zijn. Op deze wijze blijven de draden van de kathode onder alle omstandigheden nauwkeurig op hun plaats in het electrodensysteem.

De fig. 27 en 28 geven een voorbeeld van direct verhitte kathoden, fig. 27 van een kathode van een batterijbuis voor een betrekkelijk lagen emissiestroom en fig. 28 van een kathode van een direct verhitte gelijkrichtbuis met een nikkelband als kern, die een grooten emissiestroom kan leveren. Dikwijls is de spanning van de steunveeren ontoereikend om trillingen van den draad, ten gevolge van mechanische trillingen van de buis, te vermijden. Daarom wordt veelal in het midden tegen den draad een micaplaatje gedrukt (3 in fig. 27), waarmee deze trillingen worden gedempt. Weliswaar is het nadeel van dit micaplaatje, dat het midden van de rechte stukken van den draad wordt afgekoeld. Zuivere, dus niet met oxyden bedekte wolfraamdraden, worden in radio-ontvangbuizen tegenwoordig niet meer als „electronenemitter" gebruikt. Wegens het geringer gloeistroomvermogen wordt bij buizen, die door batterijen worden gevoed, bijna uitsluitend de directe verhitting toegepast. De directe verhitting is daarentegen voor voeding met wisselstroom, in verband met den brom, minder geschikt. De periodieke spanningsvariaties aan de einden van den gloeidraad beïnvloeden den electronenstroom van de kathode naar de anode, en daardoor wordt op den anodestroom een wisselstroom met de frequentie van de wisselspanning van het net gesuperponeerd. Ook zal de gloeidraadtemperatuur, en daardoor de electronenemissie, varieeren in afhankelijkheid van de netfrequentie.

Een onaangename eigenschap van de directe verhitting is, dat de kathodepotentiaal, ten gevolge van den spanningsval in den draad, niet

overal gelijk is. Om deze reden wordt de gloeispanning zoo laag mogelijk gehouden; bij de moderne batterijbuizen bedraagt zij 1,4 of 2 V.

b) Indirect verhitte kathoden

Bij indirect verhitte kathoden wordt steeds een geactiveerde oxydelaag toegepast, daar anders het vereischte gloeistroomvermogen veel te groot zou zijn. De kathode bestaat dan uit een metalen buisje (meestal nikkel of nikkellegeeringen), waarop de actieve laag over een bepaalde lengte is aangebracht. Op de plaatsen van het buisje, die niet met de oxydelaag zijn bedekt, heeft practisch geen electronenemissie plaats. (Dikwijls wordt hiervan gebruik gemaakt, om de electronen slechts op

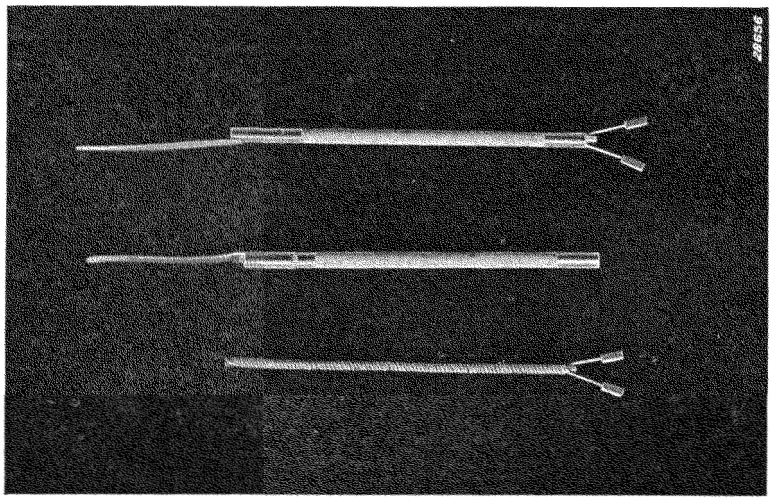


Fig. 29
Boven: Indirect verhitte kathode; ze bestaat uit een nikkelen buisje, waarin geïsoleerd de gloeidraad ligt.
In het midden: Kathodebuisje, waarop de actieve laag op een bepaalde lengte is aangebracht. Het is deze laag, die de electronen emitteert.
Beneden: Gespiraliseerde gloeidraad, die met een isoleerende en tegen hitte bestendige laag is bedekt en die in het kathodebuisje wordt geschoven.

bepaalde plaatsen in een bepaalde richting te laten uittreden.) De gloeidraad van deze nikkelen buisjes bestaat meestal uit wolfraam en wordt spiraalvormig gewikkeld (zie ook fig. 29).
De gloeidraad is met een isoleerende en tegen hitte bestendige laag, bestaande uit aluminiumoxyde, bedekt; deze laag verzekert een voldoende electrische scheiding tusschen gloeidraad en kathode. Bij de oudere uitvoeringen van de indirect verhitte kathode werd de gloeidraad aangebracht in een isoleerend buisje van magnesiumoxyde, dat zich in het nikkelen buisje bevindt; de spiraalvormige gloeidraad werd hierbij door een

doorn (staafje) uit magnesiumoxyde ondersteund. Door het vervallen van dit staafje en van het isoleerende buisje werd de warmtecapaciteit aanzienlijk verminderd, waardoor de tijd, die voor het op temperatuur komen van de kathode wordt vereischt (de tijd, die verloopt tusschen het inschakelen van den gloeistroom en den aanvang van een voldoende emissie) belangrijk werd verkort. De kathode werd kleiner en het vereischte gloeistroomvermogen daardoor aanmerkelijk geringer. Bij buizen voor hooge gloeispanningen (G/W buizen) wordt de grootere gloeidraadlengte, die noodig is, in een dubbele spiraal ondergebracht. De in dergelijke gevallen uiterst dunne gloeidraad wordt spiraalvormig gewikkeld en deze spiraal wordt nogmaals gespiraliseerd.

De indirect verhitte kathode is bijzonder geschikt voor wisselstroomvoeding. Een van de grootste voordeelen van de indirect verhitte kathode is wel, dat het geheele kathodeoppervlak zich op gelijke potentiaal bevindt (aequipotentiaal-kathode). De kathode heeft een bepaalde warmtecapaciteit, waardoor de netfrequentie geen invloed heeft op de emissie. Door de spiraalvormige uitvoering van den gloeidraad worden storingen door brom, die het magnetische veld van de gloeidraadwikkeling kan veroorzaken, vermeden. De electrische scheiding tusschen den gloeidraad en de kathode biedt groote voordeelen wat schakelingen betreft. Op grond hiervan zijn bijna alle moderne wisselstroombuizen van een indirect verhitte kathode voorzien. Een ander voordeel van de indirecte verhitting bestaat hierin, dat de andere electroden veel dichter bij de kathode kunnen worden opgesteld, waardoor een aanzienlijke beperking van de afmetingen van het systeem en gunstiger electrische eigenschappen (bijvoorbeeld grootere steilheid) bereikt worden. Het gloeistroomvermogen van een indirect verhitte ontvangbuis is aanzienlijk grooter dan dat van een kleine, direct verhitte batterijbuis. Terwijl vroeger een normaal gloeistroom-

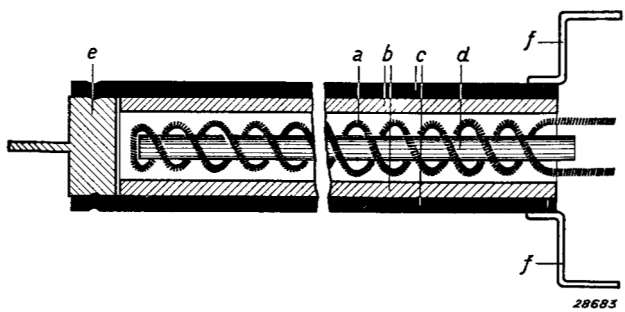


Fig. 30

Doorsnede van een oude uitvoering van de indirect verhitte kathode voor hooge gloeispanningen.
a = Dubbele spiraal van den gloeidraad.
b = Buisje van isoleerend materiaal, dat tegen hitte bestand is.
c = Kathodebuisje.
d = Doorn van tegen hitte bestand materiaal.
e = Centreerstuk met naaldpunt ter bevestiging van de kathode.
f = Metalen strip voor de bevestiging en electrische aansluiting van de kathode.

vermogen van 4 W noodig was, is dit in de laatste jaren tot op 1,26 W teruggebracht.

§ 2. Roosters

Om de kathode bevinden zich één of meer roosters en de anode. Deze electroden zijn cylindrisch rondom de kathode op geschikte steunen bevestigd, waarbij de doorsnede van deze cylinders een ronden of een anderen vorm (ellipsvorm bijv.) kunnen hebben. De roosters worden in het algemeen uit een dunnen molybdeendraad of een draad uit metaallegeeringen vervaardigd en spiraalvormig om één of meer steunstaafjes, de zoogenaamde roosterbalkjes, gewikkeld. De lengte van de roostercylinders komt ongeveer overeen met de lengte van de kathode of van het gloeidraadsysteem. De electronen kunnen door de openingen tusschen de roosterdraden (roostermazen) schieten.

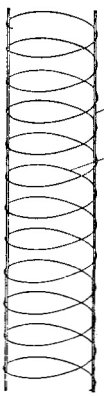


Fig. 31
Roosterspiraal met zoogenaamde roosterbalkjes.

In een buis met één rooster heeft het rooster doorgaans de functie van stuurelectrode en wordt daarom ook **stuurrooster** genoemd. In een **versterkingsbuis met meer dan één rooster** zijn, behalve een stuurrooster, nog roosters aanwezig, die bijvoorbeeld als **scherm-** of als **vangrooster** worden aangeduid. Eenige ontvangbuizen hebben twee stuurroosters, waartusschen zich o.a. nog schermroosters bevinden. Het doel van al deze roosters zal in hoofdstuk XIII nader worden uiteengezet.

Het stuurrooster bevindt zich meestal direct als eerste rooster om de kathode; de afstand tusschen deze beide electroden is gewoonlijk uiterst gering (eenige tienden millimeter), om de gewenschte stuurwerking te verkrijgen. De mogelijkheid bestaat, dat het rooster onder den invloed van de uitgestraalde warmte van de kathode wordt verhit en zelf electronen uitzendt. In het bijzonder bestaat deze mogelijkheid bij oxydekathoden, waarbij een deel van het oxyde is verdampt en op het rooster neergeslagen. Het rooster kan dan een electronenstroom afgeven (zie ook hoofdstuk XXIX, § 3b). Om deze verhitting van het rooster tegen te gaan, worden de steunen dikwijls vervaardigd uit een metaal met een bijzonder goede warmtegeleiding, bijvoorbeeld koper. Een ander middel is het aanbrengen van zwart gemaakte koelplaatjes, de z.g. **koelvinnen,** aan de roostersteunen. Zij kunnen door warmtestraling belangrijk tot den warmteafvoer van de roosters bijdragen.

§ 3. De anode

De electronenstroom, die de kathode verlaat, vloeit geheel, dan wel voor het grootste deel, naar de anode. Een deel van dezen stroom kan bijvoorbeeld ook naar het schermrooster gaan. De electronen botsen met groote snelheid tegen de anode, waardoor een verhitting van deze electrode ontstaat, die binnen toelaatbare grenzen moet worden gehouden. Deze verhitting wordt bepaald door het aantal electronen, dat tegen de anode botst, en door de snelheid hiervan, d.w.z. door den anodestroom en de anodespanning. Het product van deze beide grootheden, de **anodedissipatie,** bepaalt, tezamen met de door de kathode uitgestraalde warmte, de verhitting.

De anode omsluit als buitenste electrode alle andere electroden; zij is eveneens meestal cylindervormig. In den regel bestaat de anode uit een massief nikkelen plaatje (blik), dikwijls ook uit een draadvlechtsel. De anode van geweven draad heeft het voordeel, dat de van de kathode uitgaande warmtestralen grootendeels door de mazen van het vlechtsel heen gaan, terwijl het oppervlak van de anode, dat de warmte uitstraalt, grooter is.

Hier staat weliswaar het nadeel tegenover, dat een groot aantal electronen door de anode heen kan schieten en tegen den glaswand van den ballon kan botsen. De uitvoering van draadvlechtsel wordt voornamelijk bij eindbuizen gebruikt, waarbij met een betrekkelijk groot vermogen wordt gewerkt. Doorgaans wordt de anode zwart gemaakt, om een betere warmteuitstraling, dus afkoeling, te verzekeren.

§ 4. De inwendige zwarting van den ballon

Wanneer electronen zich buiten het electrodensysteem begeven, kunnen zij, indien zij tegen den glaswand van den ballon of tegen geïsoleerde plaatsen botsen, secundaire electronen uit het glas vrij maken. Deze secundaire electronen hebben diverse ongewenschte storingen ten gevolge, zooals vervorming en versterkingsvariaties, die aan positieve ladingen van den glaswand zijn te wijten (zie hoofdstuk XXX). Daarom wordt aan de binnenzijde van den ballonwand meestal een koollaag aangebracht, waardoor de secundaire-emissiefactor wordt verlaagd.

§ 5. De afschermingen

Om het uittreden van electronen buiten het electrodensysteem te vermijden, worden afschermingen toegepast, bijvoorbeeld metalen deksels, aan de beide einden van het systeem. Wanneer verschillende systemen in één ballon zijn ondergebracht, wordt een onderlinge beïnvloeding door zwervende electronen of wisselvelden door middel van afschermingen zoo veel mogelijk beperkt.

§ 6. Gasbinder (getter)

Nadat de buis zoo luchtledig mogelijk is gepompt, worden de achtergebleven gasresten geabsorbeerd, door een stukje van een bepaald materiaal, den gasbinder, te verdampen. Als materiaal voor den gasbinder komen meestal magnesium of barium in aanmerking. In den ballon wordt op een geschikte plaats een klein blikken dopje of plaatje aangebracht (zie fig. 32), waarin of waarop zich dit materiaal bevindt. Na het pompen wordt het door hoogfrequente wervelstroomen verhit, waardoor het verdampt en op den tegenovergelegen glaswand van den ballon neerslaat (de bekende inwendige spiegel van den ballon).
De opstelling van het dopje met den gasbinder wordt zóó gekozen, dat tijdens het verdampen zoo weinig mogelijk van den gasbinder op de mica of keramische plaatjes, die ter bevestiging van de electroden dienen, neerslaat, waardoor kortsluitingen en lekstroomen, en ook wel te lage H.F. weerstanden tusschen de electroden onderling zouden kunnen ontstaan.

§ 7. Metalliseering

Om te vermijden, dat de werking van de buis door uitwendige invloeden (electrische velden) wordt geschaad, wordt bij vele buizen een metaalbedekking (zink of koper) aan de buitenzijde van den ballon aangebracht. Deze bedekking kan rechtstreeks worden geaard of met de kathode worden verbonden en wordt door een laag lak, die de bekende gouden of roode kleur bezit, beschermd.
In den laatsten tijd wordt bij eindbuizen ook een dergelijke metalliseering toegepast, en wel uitsluitend om het onderste deel van den ballon, daar anders een te groote verwarming (te geringe warmteafvoer) zou optreden. Zij dient om ongewenschte beïnvloeding door wandladingen capacitief te neutraliseeren (zie hoofdstuk XXX).

§ 8. Afschermkooi

In de modernste ontvangbuizen wordt de metalliseering door een afschermkooi aan de binnenzijde van den ballon vervangen.
Deze afschermkooi bestaat doorgaans uit een cylinder van geperforeerd blik, die om het electrodensysteem wordt bevestigd (zie fig. 41 en 42). Deze cylinder oefent een electrische afscherming uit (kooi van Faraday) en vangt tevens zwervende electronen op, die zich buiten het eigenlijke electrodensysteem bewegen, zoodat daardoor het effect van het opladen van den glaswand grootendeels wordt verhinderd. Om een eenigszins betere warmteuitstraling te verkrijgen, wordt geperforeerd blik gebruikt in plaats van blik in plaatvorm.

HOOFDSTUK VII

Bouw van de radiobuis

Nadat in het vorige hoofdstuk de belangrijkste bestanddeelen, waaruit de radiobuis bestaat, werden beschreven, zal nu een korte uiteenzetting worden gegeven van den bouw van de radiobuis.

De radiobuis bestaat uit een **electrodensysteem,** dat in den ballon is bevestigd. De ballon moet luchtledig zijn. De electroden van het electrodensysteem moeten door middel van **doorvoerdraden** buiten den ballon electrisch kunnen worden aangesloten.

Dikwijls wordt aan den ballon een **huls,** bestaande uit een kunstharsproduct („Philite"), bevestigd. In deze huls zijn metalen contactstukken aangebracht, die met de doorvoerdraden worden verbonden. De huls heeft ten doel, contact te maken met de electrische schakelingen, waarin de buis werkt, waartoe deze op dezelfde wijze in een **houder** wordt gestoken als de steker van een schemerlamp in het stopcontact, om de verbinding van de lamp met het lichtnet tot stand te brengen. Bovendien hebben huls en houder ten doel, de buis in het toestel te bevestigen en te dragen. Dank zij deze huls en houder kan de buis gemakkelijk worden vervangen, hetgeen niet het geval zou zijn, indien de doorvoerdraden rechtstreeks op de leidingen van den stroomkring zouden zijn aangesloten.

De ballon bestaat meestal uit glas, soms echter ook uit ijzer. De buizen kunnen, naar gelang het toegepaste materiaal van den ballon, worden ingedeeld in **glazen** en in **metalen** buizen. Er zijn tegenwoordig verschillende vormen van uitvoering, zoowel voor de buizen met een glazen ballon als voor de buizen met een metalen ballon, waarbij ook weer oudere en nieuwere constructies voorkomen. In de volgende paragrafen zullen eenige van de door Philips gebruikte uitvoeringen worden besproken.

§ 1. Glazen buizen met kneep

De constructie van een glazen buis met kneep zal allereerst met behulp van een voorbeeld worden verklaard. Fig. 32 toont het doorgesneden model van een octode (mengbuis met acht electroden) van oudere uitvoering. Het electrodensysteem wordt gedragen door twee verticale steunen, zoogenaamde steunbalkjes, die in de figuur met het cijfer 10 zijn gemerkt. Deze beide steunen vormen den ruggegraat van het systeem en zijn in den uit een glazen buis vervaardigden kneep (4) geperst. Het electrodensysteem wordt tusschen twee horizontale bordjes

of steunplaatjes (6 en 7) opgesteld. Deze zijn, om tevens een afscherming te verkrijgen, uit metaal vervaardigd en hierin zijn kruisgewijze spleeten gestanst, die door mica of keramische plaatjes zijn bedekt. In deze isoleerende plaatjes nu zijn de roostersteunen (14, 15 enz.) en de kathode bevestigd, zoodat ze alle onderling en t.o.v. de beide metalen plaatjes zijn geïsoleerd (dikwijls bestaan de plaatjes echter alleen uit isoleerend materiaal — mica of keramische stof). De anode (12) bestaat uit een metalen cylinder, waarvan in fig. 32 de voorste helft is weggeknipt.

De anode is aan de beide verticale draagsteunen van het systeem bevestigd. In den kneep is het vereischte aantal doorvoerdraden (11) aangebracht, die aan de verschillende steunen voor de electroden zijn gelascht. De electroden worden dus door den kneep heen naar buiten gevoerd. Als het glas in warmen toestand plat wordt geperst, worden de draagsteunen van het systeem, evenals die van de verschillende electroden, hierin luchtdicht bevestigd. Daar echter de toegepaste steunen, om een zekere stevigheid te verkrijgen, een zoo grooten diameter moeten hebben, dat een luchtdichte afsluiting van het glas hierdoor wordt bemoeilijkt, zijn aan de einden van de draagsteunen dunne draadjes gelascht, die eveneens in het platte deel van den kneep zijn geperst. De verbinding tusschen het glas en de dunne toevoerdraden is luchtdicht, waardoor het vacuum dus is verzekerd.

De kneep heeft aan de onderzijde een rand, die met den glazen ballon wordt samengesmolten. Aan den kneep is een glazen pompstengel bevestigd, terwijl zich in den kneep, op de plaats waar de pompstengel aangesmolten is, een gat bevindt, zoodat, als de kneep met den ballon is samengesmolten, de lucht en de uit het electrodenmetaal vrijkomende gassen door pompen door dezen stengel kunnen worden verwijderd. Na het pompen wordt de pompstengel luchtdicht versmolten.

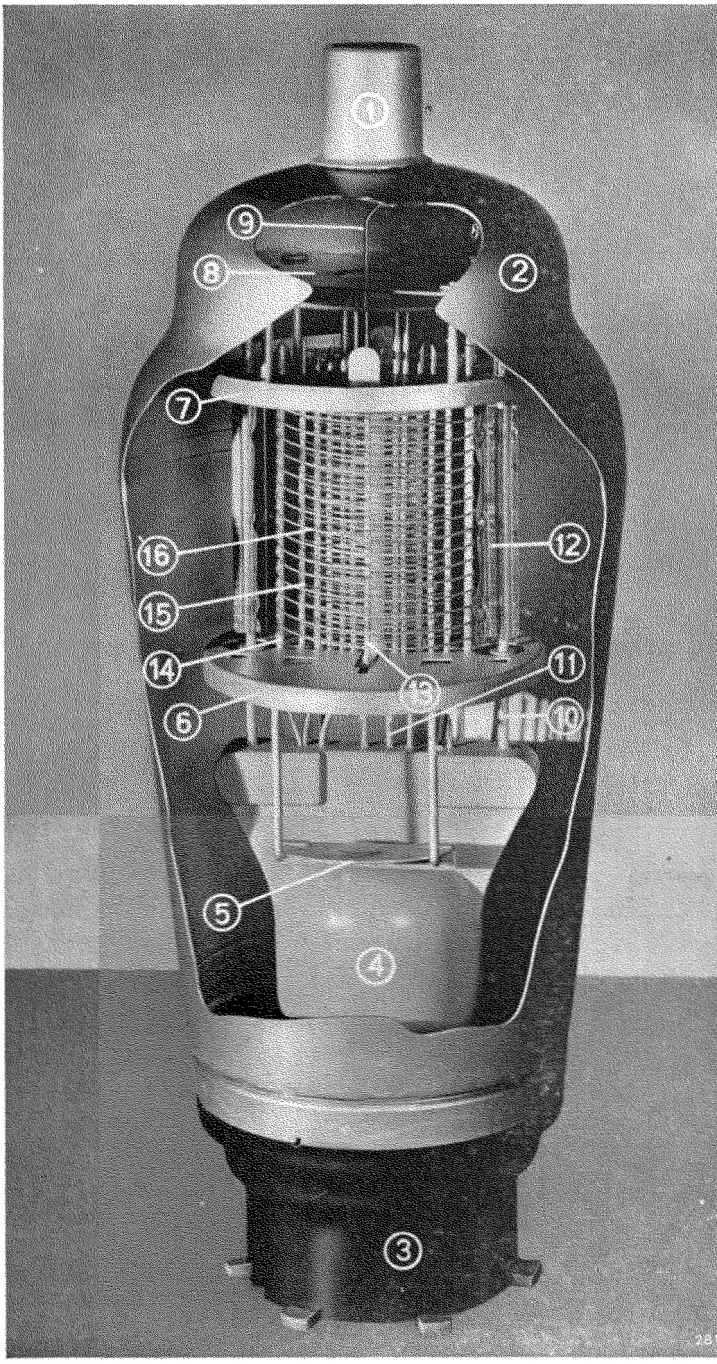
Voor het aansluiten van het vierde rooster is op den ballon een klein trechtervormig gat gelaten, dat, na het aanbrengen van het systeem in den ballon, luchtdicht om den bovensten toevoerdraad (9) wordt dichtgesmolten. In fig. 32 is duidelijk te zien, op welke wijze de verschillende nog niet genoemde deelen zijn opgesteld. Aan het onderste steunplaatje bevindt zich het reeds besproken uitgeholde plaatje voor den gasbinder (5), terwijl aan het bovenste steunplaatje (7) en aan de draagsteunen het micaplaatje (8) voor het centreeren en steunen van het systeem in den ballon is bevestigd.

De doorvoerdraden (11) van den kneep zijn in de contacten van de huls (3) gesoldeerd en de huls van de buis is aan den ballon gekit (zie ook fig. 33). Verder is de doorvoerdraad door den top van den ballon aan een contactdopje (1) gesoldeerd, dat op het glas is vastgekit. Hier-

Fig. 32

Doorgesneden model van een octode (type AK 2).

1 = Aansluitdop v. h. vierde roosster.
2 = Wand v. d. ballon.
3 = Huls van de buis.
4 = Kneep.
5 = Bevestigingsplaatje voor den gasbinder.
6 = Onderste en
7 = bovenste steunplaatje. Tusschen deze beide plaatjes of bordjes is het electrodensysteem opgesteld.
8 = Micaplaatje voor het centreeren van het systeem in den koepelvormigen ballon.
9 = Roostertoevoerdraad naar den top van den ballon.
10 = Draagsteun v. h. electrodensysteem.
11 = Doorvoerdraad door den kneep.
12 = Doorgeknipte anodeplaat.
13 = Kathode.
14 = Draagsteun v. h. zesde roosster.
15 = Draagsteun v. h. vijfde roosster.
16 = Spiraal v. h. zesde rooster.



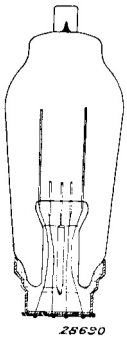


Fig. 33

Doorsnede van een ballon met kneep en huls.

mee is in principe de bouw beschreven van een buis, waarvan het electrodensysteem op een kneep is gemonteerd. Deze constructie werd tot voor kort voor de meeste Philips buizen toegepast en aan de speciale eischen van elk type aangepast. Fig. 35 geeft nog een teekening van de doorsnede van een buis van een latere constructie met kleine afmetingen, namelijk de penthode EF 9. Ook hieruit ziet men details van de montage van het systeem op een kneep. Men vindt wederom de twee draagsteunen; echter, in plaats van de bij de octode toegepaste metalen steunplaatjes, waartusschen het systeem werd opgesteld, werden bij deze buis alleen micaplaatjes gebruikt. Ook bij deze buis bevindt zich een electrodenaansluiting aan den top van den ballon, namelijk de aansluiting van het stuurrooster (het eerste rooster). Door de aansluiting van het stuurrooster op den ballon kan de capacitieve koppeling tusschen dit rooster en de anode zwak zijn; bij het naar buiten voeren van den roosterdraad door den kneep zou deze draad op geringen afstand parallel aan de anodetoevoerleiding loopen en zou de onderlinge capaciteit aanzienlijk zijn. Daar een koppeling tusschen het stuurrooster en de anode van een H.F. buis zeer ongewenscht is, werd het stuurrooster bij H.F.-, M.F.- en mengbuizen [1]), volgens de kneepconstructie op den ballon en de anode, door de huls naar buiten gevoerd. (Bij oudere typen buizen, zooals de E 446 en AF 2, werd het rooster door de huls en de anode op den ballon naar buiten gevoerd.)

In de teekening van fig. 35 is nog een ander detail te zien, namelijk dat een toevoerleiding van de electroden onder den

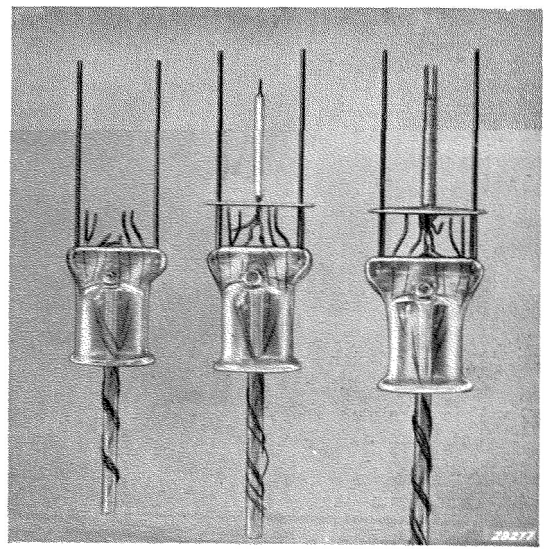


Fig. 34

Van links naar rechts: Kneep met pompstengel, draagsteunen en electrodendoorvoerdraadjes, dezelfde kneep met het onderste steunplaatje en kathode en dezelfde kneep met daarbij het eerste rooster. Het betreft hier drie ontwikkelingsstadia van de octode EK 3.

[1]) De begrippen H.F., M.F. en mengbuizen worden in hoofdstuk IX nader toegelicht.

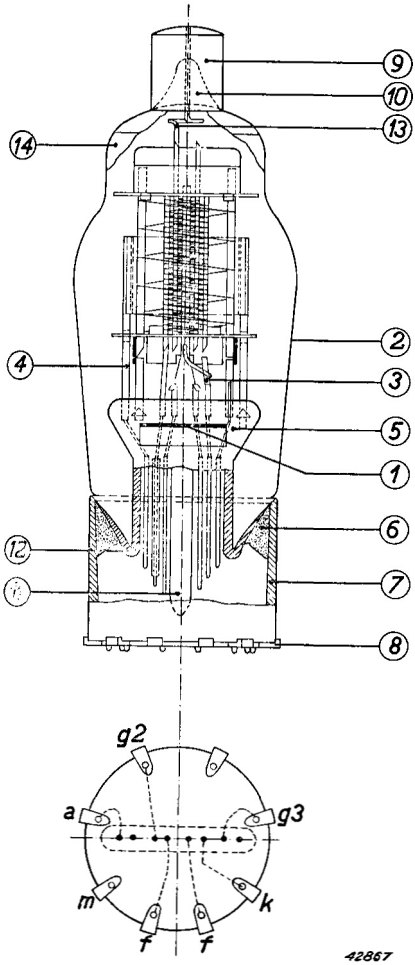


Fig. 35

Doorsnede van de H.F. penthode EF 9 (ware grootte).

1 = Houder van den gasbinder.
2 = Ballon.
3 = Draad voor aansluiting van de electroden (in dit geval de aansluiting van de kathode).
4 = Draagsteun v. h. electrodensysteem.
5 = Kneep.
6 = Kit, waarmee de huls aan den ballon is bevestigd.
7 = Huls van een kunstharsproduct („Philite").
8 = Contact van de huls.
9 = Dopje voor de roosteraansluiting.
10 = Afsmelting van den ballon voor de doorvoering van den roosteraansluitdraad.
11 = Pompstengel.
12 = Samensmelting tusschen ballon en kneep.
13 = Roostertoevoerdraad.
14 = Metalen bekleeding van den ballon.

kneep door een stukje isolatiekous is omgeven, om sluitingen tusschen de afzonderlijke draden te verhinderen.

Bij oudere batterijbuizen zal men zien, dat het electrodensysteem een andere opstelling t.o.v. den kneep heeft. De kathode (gloeidraad) werd in een horizontaal vlak uitgespannen en hier omheen werd het electrodensysteem aangebracht.

Fig. 36 geeft een voorbeeld van een dergelijke buis.

In het aangehaalde voorbeeld van de octode werd het electrodensysteem tusschen metalen steunplaatjes met mica gemonteerd.

Tegenwoordig wordt er naar gestreefd, het mica door keramische plaatjes te vervangen; de resultaten zijn, wat de nauwkeurigheid van de constructie betreft, bevredigend. In fig. 37 ziet men een fotografische opname van een triode-heptode (type ECH 4), die is voorzien van drie keramische plaatjes, waartusschen het heptodegedeelte (boven) en het triodegedeelte (onder) zijn bevestigd. Fig. 38 toont nog een keramische constructie van een moderne, indirect verhitte gelijkrichtbuis (type UY 21) en fig. 39 een dergelijke constructie van een H.F. penthode (type EF 22). Het veerende, in het bovenste deel van den koepelvormigen ballon aangebrachte mica plaatje, waardoor het elec-

trodensysteem tegen zijwaartsch doorbuigen ten gevolge van schokken wordt beschermd (8 in fig. 32), wordt tegenwoordig dikwijls door kleine stalen veeren vervangen (zie fig. 40).

§ 2. Glazen buizen met bodem van geperst glas

Om aan de voor de televisie- en ultrakortegolfontvangst gestelde eischen te kunnen beantwoorden, werd eenigen tijd geleden een bijzondere buisconstructie uitgewerkt. Daar deze constructie tegenover die met kneep belangrijke electrische en mechanische voordeelen biedt en bovendien toepassing van een gunstige aansluitmethode aan de huls mogelijk maakt, werd zij in eenigszins gewijzigden vorm ook voor radio-ontvangbuizen toegepast. In dit verband springen twee mechanische voordeelen in het oog, namelijk de kleinere afmetingen van de nieuwe glasconstructie en het door den bodem van de buis naar buiten voeren van *alle* electroden. Deze nieuwe constructie beteekent een belangrijke stap vooruit in de moderne ontwikkeling van de buis.

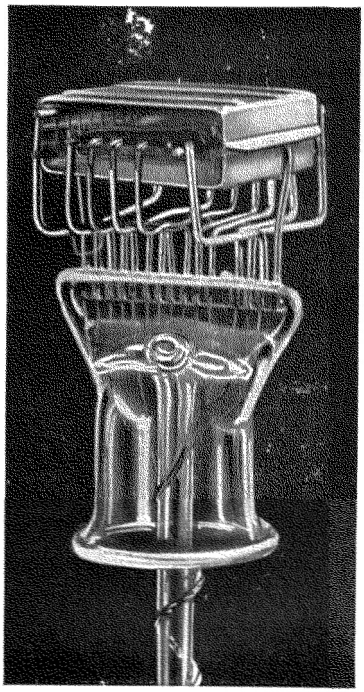


Fig. 36
Inwendige constructie van een direct verhitte eindbuis van een oudere uitvoering.

a) Beschrijving van de constructie van een buis met een bodem van geperst glas

Fig. 41 toont de constructie van een buis met een bodem van geperst glas, zonder kneep (H.F.penthode type EF 22). Op dezen bodem is het electrodensyteem gemonteerd. Hij heeft een opstaanden rand en acht chroomijzeren doorvoerpennen, die luchtdicht in dezen bodem zijn geperst (8 in fig. 41). Deze pennen hebben een diameter van 1,1 of 1,27 mm en zijn in een cirkel van 17,5 mm diameter opgesteld. In het midden van dezen bodem bevindt zich de pompstengel (11 in fig. 41). Op de acht doorvoerpennen wordt het verticaal opgestelde electrodensysteem gelascht, dat op deze wijze uiterst stevig staat. De als voorbeeld gebruikte buis EF 22 wordt, evenals de meeste andere buizen, met behulp van drie U-vormige dragers (4) in drie punten ondersteund. Nadat het systeem is bevestigd en de electroden met de hiervoor be-

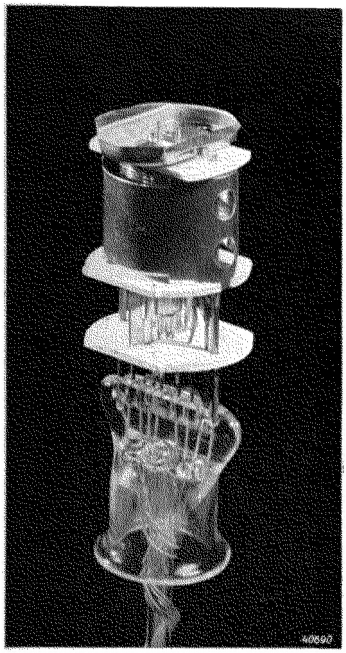


Fig. 37
Opname van het electrodensysteem van een triode-heptode (ECH 4) volgens de keramische constructie. Het heptodegedeelte bevindt zich boven het middelste keramische plaatje en het triodegedeelte aan de onderzijde hiervan.

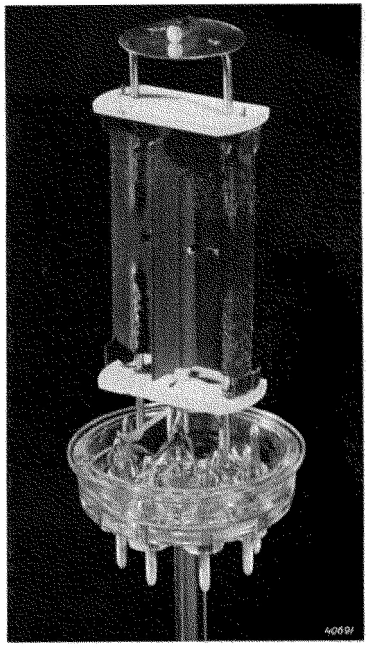


Fig. 38
Opname van een indirect verhitte gelijkrichtbuis (UY 21) met isoleerende plaatjes van keramisch materiaal.

stemde doorvoerpennen (8) zijn verbonden, wordt de eigenlijke ballon over het systeem geschoven en met den opstaanden rand van den bodem samengesmolten (in fig. 41 is de verdikking (12) van den lasch afgebeeld). Daarna wordt de buis luchtledig gepompt en het materiaal van den gasbinder (getter) (1 in fig. 41 is het steunplaatje voor den gasbinder) tot verstuiving gebracht. De gasbinder is op een plaatje boven het systeem gemonteerd, zoodat de hierdoor veroorzaakte spiegel uitsluitend in het bovenste gedeelte van den ballon ontstaat. Nadat de pompstengel (11) is dichtgesmolten, wordt aan den glazen bodem een afschermplaat met in het midden een zoekpen (10) bevestigd. Deze bevestiging wordt verkregen, door om den glazen bodem een metalen ring (6) te leggen, die onder aan de afschermplaat wordt gefelsd. Deze ring is boven vernauwd en past op die plaats nauwkeurig om den ballon. De ring komt met deze vernauwing tegen den lasch (12) tusschen den ballon en den bodem te rusten.

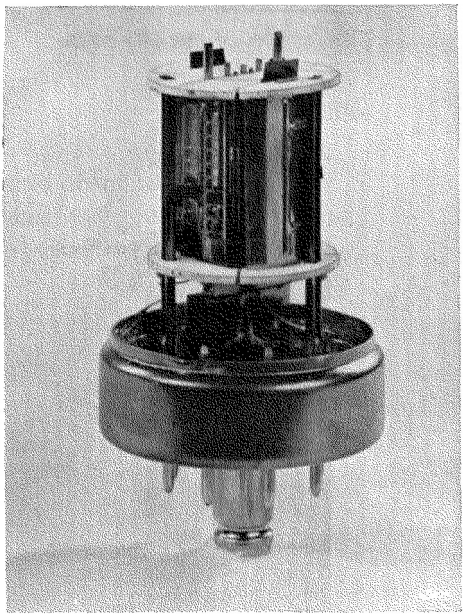


Fig. 39

Opname van een moderne H.F. penthode (EF 22) met isoleerende plaatjes van keramisch materiaal. De afscherming van het voetje is nog aanwezig; de ballon en de afschermkooi zijn echter verwijderd.

noemde plaatjes wordt tegenwoordig in plaats van mica dikwijls keramisch materiaal gebruikt (zie fig. 37, 38, 39 en 40). Door toepassing van geschikt materiaal (chroomijzer) met denzelfden uitzettingscoëfficiënt als glas, kunnen de toevoerdraden betrekkelijk dik zijn (1,1 of 1,27 mm), zoodat deze sterk genoeg zijn, om tegelijkertijd als contactpennen te worden gebruikt (voor het maken van contact in een bijbehoorenden houder).

De bij de H.F. buizen met kneepconstructie gebruikelijke metalen bespuiting wordt bij de constructie zonder kneep vervangen door een afschermkooi, die in den ballon, om het elec-

Het electrodensysteem van deze buizen zonder kneep wordt op dezelfde wijze geconstrueerd als bij de buizen met kneep. Ook hierbij zijn twee plaatjes van isoleerend materiaal of van metaal met isoleerend materiaal, aanwezig, waartusschen de electroden van het systeem worden gemonteerd. De beide plaatjes worden door de drie U-vormige steunen bijeen gehouden; deze drie U-vormige steunen vervangen dus de beide draagsteunen (10 in fig. 32), die den ruggegraat van de kneepconstructie vormen. Als isoleerend materiaal van de beide ge-

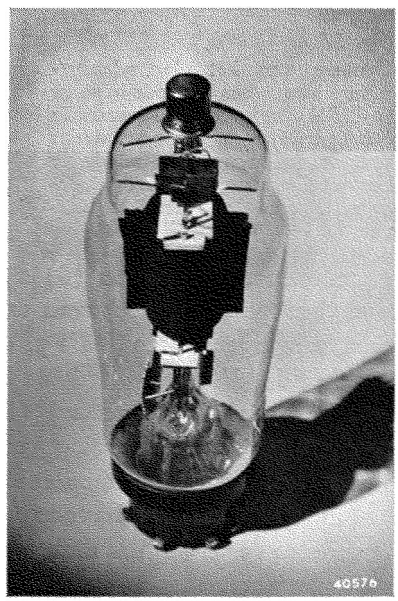


Fig. 40
Opname van een systeem van een buis, waarbij het micaplaatje, dat dient voor het steunen van het electrodensysteem tegen den ballonwand, door stalen veeren is vervangen.

trodensysteem, is aangebracht (zie hoofdstuk VI, § 7 en fig. 41 en 42). De bouwwijze van de buizen met een bodem van geperst glas maakt het mogelijk, dat alle electroden door den bodem naar buiten worden gevoerd (de roosteraansluiting op den ballon, zooals in fig. 32 bij de octode AK 2, is dus naar den bodem verplaatst). Bij deze eenzijdige aansluiting van de electroden bleek het mogelijk, door in de buis afschermingen (14 in fig. 41) aan te brengen, de anode-roostercapaciteit voldoende klein te houden. Bovendien wordt door deze afscherming, evenals door de keuze van de volgorde van de aansluitingen, bereikt, dat de inductie van brom op het rooster door de wisselstroomvoeding van den gloeidraad (zie hoofdstuk XXVII) zoo gering mogelijk is.

b) **Voordeelen van de constructie zonder kneep**

De voordeelen van deze constructie boven die met kneep zijn in het kort:

1) **Kleine afmetingen van de buizen.** Deze veroorloven de constructie van kleinere toestellen met geringere materiaalkosten.

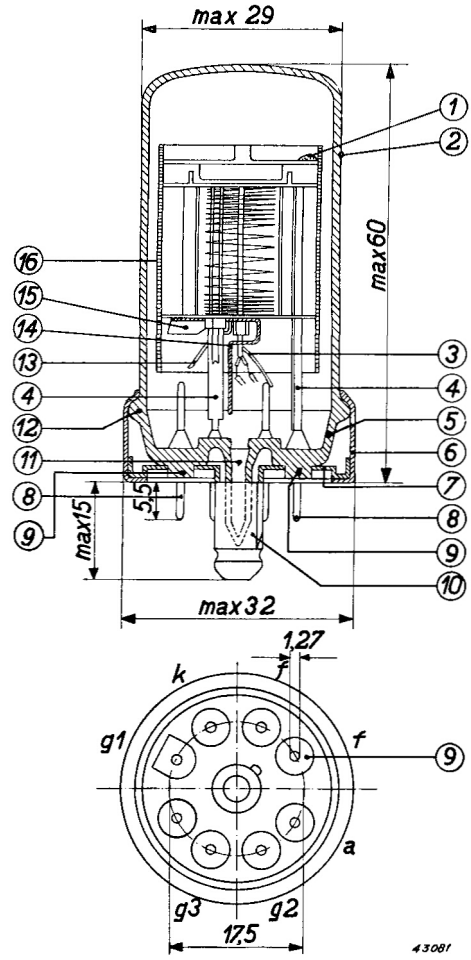


Fig. 41
Doorsnede van de H.F. penthode EF 22 (ware grootte).
1 = Steunplaatje voor den gasbinder.
2 = Ballon.
3 = Verbindingen tusschen de electroden en de doorvoerpennen (schermroosterverbinding in dit geval).
4 = U-vormige steunen van het electrodensysteem.
5 = Bodem van de buis van geperst glas.
6 = Gefelsde metaalrand.
7 = Afschermplaat van den glazen bodem.
8 = Doorvoerpennen van 1,1 of 1,27 mm diameter.
9 = Ronde verhoogingen van den bodem van geperst glas, voor het vergrooten van den kruipweg tusschen doorvoerpennen en afschermplaat.
10 = Zoekpen met nokje.
11 = Dichtgesmolten pompstengel.
12 = Lasch tusschen ballon en bodem van geperst glas.
13 = Roostertoevoerdraad.
14 = Afschermplaatje tusschen den roostertoevoerdraad en de overige draden.
15 = Verlenging van het afschermplaatje 14 voor afscherming van de anode tegen den toevoerdraad van het rooster.
16 = Geperforeerd blik voor de afscherming (afschermkooi).

2) **Grootere mechanische stevigheid.** De bevestiging van het electrodensysteem is belangrijk steviger (tegen stooten en trillingen bestand). Door toepassing van den bodem van geperst glas met doorvoerpennen, in plaats van de huls van kunsthars (zie 3 in fig. 32), bestaat geen kans op losraken van onderdeelen en op soldeerfouten van de doorvoerdraden aan de contacten van de huls.

3) **Het aan één zijde naar buiten voeren van alle electroden.** Hierdoor kan een meer logische constructie van het chassis, met een betere afscherming, worden verkregen.

4) **Lage temperatuur van het glas bij de doorvoerdraden.** Bij kneepconstructies bereikt het glas van den kneep temperaturen, die bij eindbuizen 200° C kunnen bedragen. Bij de constructie zonder kneep blijft de temperatuur van den bodem belangrijk lager (ongeveer 90° C). Hierdoor is een betere isolatie verzekerd en het gevaar voor electrolyse van het glas geringer.

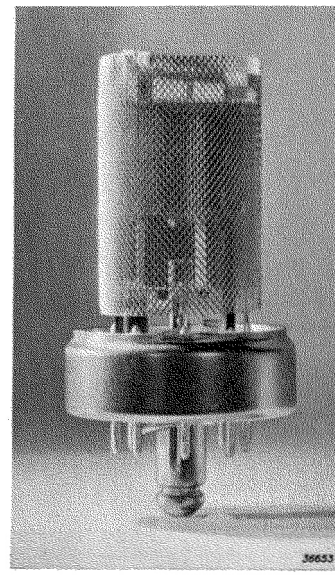


Fig. 42

Constructie van het electrodensysteem van een triode-heptode (type ECH 21) op een bodem van geperst glas. De afscherming van het voetje en de afschermkooi zijn nog aanwezig; alleen de ballon werd verwijderd.

5) **Nieuwe en practische huls.** Een eigenlijke huls ontbreekt; de glazen bodem dient als huls te worden opgevat. Deze huls met de acht pennen en de zoekpen biedt een groote vrijheid in de keuze van de electrodenaansluitingen en door de practische uitvoering ervan kunnen de buizen gemakkelijk worden vervangen; toch zijn de buizen hierbij zoo goed in de bijbehoorende houders bevestigd, dat ze, zelfs bij zware schokken en trillingen, er niet uit kunnen vallen.

6) **De capaciteiten van de buizen zijn weinig afhankelijk van de temperatuur.** De capaciteiten van de buizen zijn bij de constructie zonder kneep minder van de temperatuur afhankelijk. Door het ontbreken van een huls van „Philite", welk materiaal een diëlectrische constante heeft, die vrij sterk van de temperatuur afhangt, zijn de capaciteitsveranderingen bij het op temperatuur komen van

de buizen na het inschakelen van het toestel en door variaties van de omgevingstemperatuur geringer.
Hiertoe wordt ook bijgedragen door de omstandigheid, dat de temperatuur van het glas aan de doorvoeringsplaatsen lager blijft dan bij de kneepconstructie en dat de onderlinge afstanden tusschen de doorvoeringen grooter zijn.

7) **Kleinere toleranties van de capaciteiten van de buizen.** Daar alle electroden aan de onderzijde naar buiten zijn gevoerd, kan de spiegel van den gasbinder boven in de buis en dus op grooten afstand van

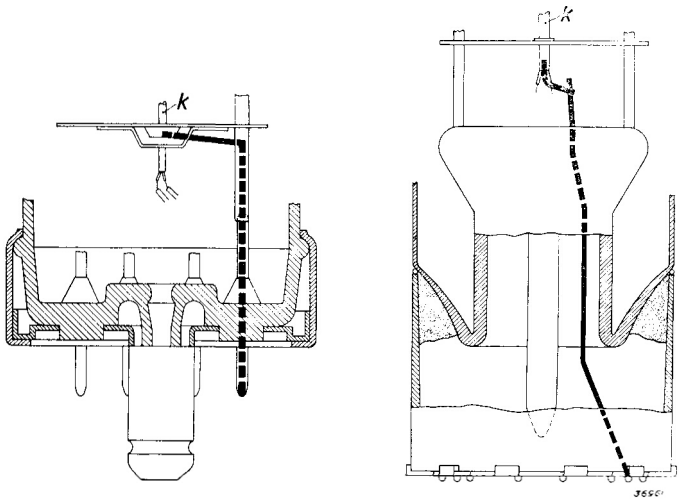


Fig. 43

Vergelijking van de lengte van de kathodeverbinding van de buis EF 22 met een bodem van geperst glas (links) met die van de buis EF 9 met kneep (rechts).

het electrodensysteem worden gevormd. Daarom is de invloed van dezen spiegel op de capaciteiten veel geringer, zoodat de in- en uitgangscapaciteiten binnen veel nauwere grenzen vastliggen.

8) **Gunstige eigenschappen voor kortegolfontvangst.** De verkorting van de toevoerdraden heeft, evenals de grootere onderlinge afstanden, een opvallend gunstigen invloed op de eigenschappen voor kortegolfontvangst. Fig. 43 geeft een vergelijking van de lengte van de kathodeverbinding van de buis EF 22 (met een bodem van geperst glas) met die van een buis EF 9 (met kneep). Hieruit blijkt, dat door de nieuwe constructie een veel kortere verbinding is verkregen, hetgeen op de eigenschappen voor kortegolfontvangst een gunstigen invloed heeft [1]). Ook de kortere verbindingen naar de andere electroden hebben een gunstige uitwerking. Bij de vroegere

[1]) Zie Hoofdstuk XXIV.

constructies liepen de verbindingen in den kneep over een lengte van 35 mm op een onderlingen afstand van 0,5 tot 1 mm parallel. Dit beteekende een verslechtering van de eigenschappen van de buis voor kortegolfontvangst. Door de constructie met een bodem van geperst glas werd bereikt, dat elke electrode langs den kortsten

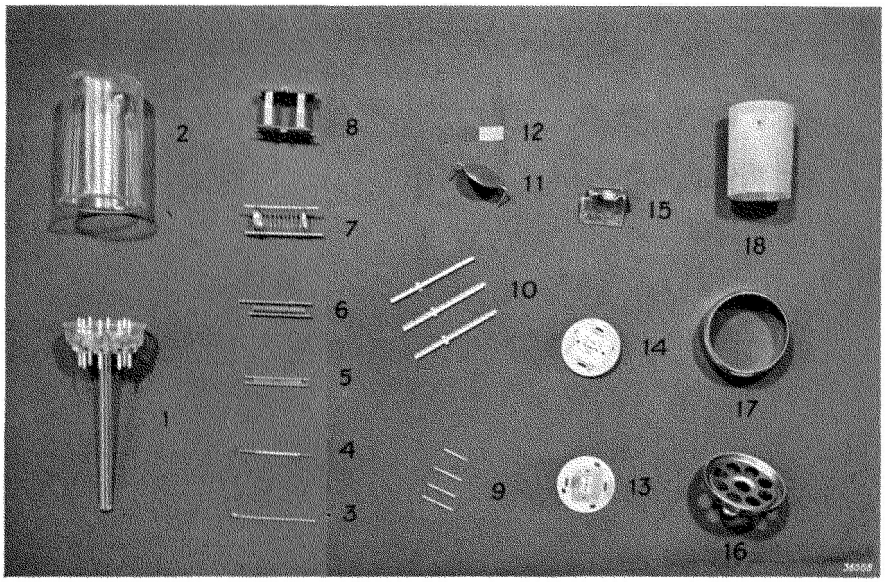


Fig. 44

Overzicht van de onderdeelen, waaruit de H.F. penthode EF 22 bestaat.

1 = Bodem van geperst glas met doorvoerpennen en pompstengel.
2 = Ballon.
3 = Bifilaire gloeidraad.
4 = Kathode.
5 = Stuurrooster.
6 = Schermrooster.
7 = Vangrooster.
8 = Anode.
9 = Metalen stripjes voor verbinding van de electroden met de pennen van den bodem.
10 = De drie U-vormige steunen van het electrodensysteem.
11 = Metalen plaatje, waarop het materiaal van den gasbinder wordt bevestigd. Dit metalen plaatje voorkomt het neerslaan van het materiaal van den gasbinder op het electrodensysteem.
12 = Gaas voor het bevestigen van het materiaal van den gasbinder op het bovenste metalen plaatje.
13 = Onderste plaatje van isoleerend materiaal.
14 = Bovenste plaatje van isoleerend materiaal.
15 = Afschermplaatje in het onderste deel van de buis, voor het verminderen van de anode-roostercapaciteit en de bromspanningen aan het rooster.
16 = Afscherming van het buisvoetje met zoekpen en ronde uitsparingen voor het doorvoeren van de pennen.
17 = Gefelsde rand voor het bevestigen van de afscherming van het buisvoetje.
18 = Afschermkooi.

weg met het contact van de huls wordt verbonden, en werden de capacitieve en inductieve koppelingen met de andere electroden tot een minimum gereduceerd.

§ 3. Metalen buizen

Eenige jaren geleden werden in Europa metalen buizen op de markt gebracht, die den naam van „stalen" buizen kregen. De techniek van deze „stalen" buizen mag niet met de Amerikaansche metalen buisconstructie worden verward. Beide constructies zijn weliswaar zonder kneep, doch bij de „stalen" buis is het electrodensysteem horizontaal opgesteld (de kathode ligt dus horizontaal in plaats van verticaal), terwijl bij de Amerikaansche metalen buis het systeem, evenals bij de glazen buizen met kneep en bij de buizen met een bodem van geperst glas, verticaal is opgesteld.

Het merkwaardige van de constructie van de „stalen" buizen is dus de horizontale opstelling van het electrodensysteem.

Daardoor is het ook mogelijk op eenvoudige wijze alle electroden, met inbegrip van het stuurrooster, door den bodem naar buiten te voeren. De constructie van de „stalen" buis zal nu aan de hand van een voorbeeld worden uiteengezet. Fig. 45 toont de inwendige constructie van een H.F. penthode en fig. 46 een doorsnede van deze buis. Het inwendige systeem is met behulp van micaplaatjes (h in fig. 45 en 46) tusschen twee breede metalen U-steunen horizontaal opgesteld. Deze steunen zijn op de ijzeren grondplaat a gelascht. De grondplaat a heeft een doorsnede van 43 mm; de plaat is aan de onderzijde van een kraag voorzien en heeft gaten van ongeveer 3 mm diameter, die in twee groepen cirkelsgewijze zijn aangebracht. Deze gaten, waarin metalen bevestigingsbusjes, b, zijn vastgesoldeerd, dienen voor doorvoering van de electroden. De doorvoerdraden c hebben een tusschenstuk van molybdeen en worden door de glazen kralen, d, luchtdicht in de busjes, b, ingesmolten.

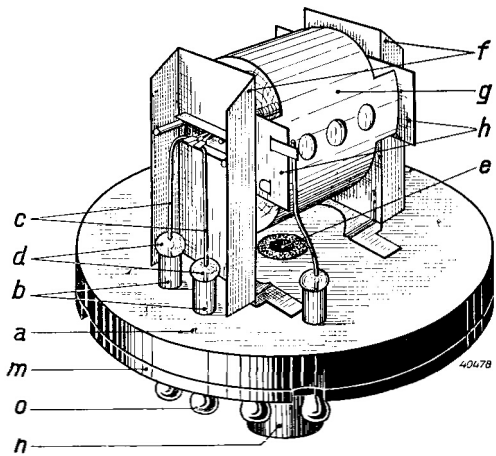


Fig. 45

Inwendige constructie van de H.F. penthode EF 11 in stalen uitvoering. Voor de beteekenis van de letters zie fig. 46.

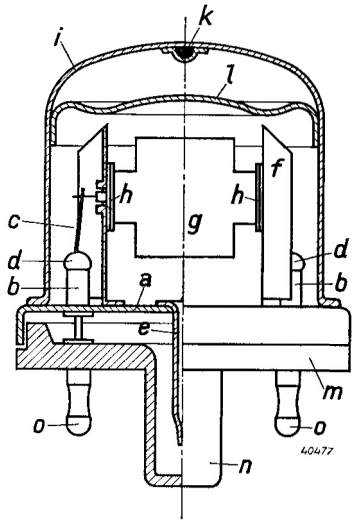


Fig. 46
Doorsnede van de H.F. penthode EF 11.
a = Stalen grondplaat.
b = Metalen bevestigingsbusjes van een bijzondere legeering voor aanpassing aan den uitzettingscoëfficiënt van het glas (glasparels).
c = Draadjes voor aansluiting van de electroden.
d = Glazen kralen.
e = Pompstengel.
f = Steunen voor het electrodensysteem.
g = Electrodensysteem.
h = Mica brugjes.
i = Stalen ballon.
k = Gasbinder.
l = Blikje voor bescherming van het electrodensysteem tegen het neerslaan van het materiaal van den gasbinder.
m = Huls van kunsthars.
n = Zoekpen.
o = Contactpen.

De U-vormige steunen van het electrodensysteem dienen tevens voor afscherming van de aansluitdraden naar het systeem.

In het midden van de grondplaat is een gat geponst, waaraan de pompstengel e is bevestigd. De ijzeren ballon i wordt, nadat het inmiddels gemonteerde electrodensysteem, g, op de grondplaat, a, is gelascht, aangebracht en eveneens op de grondplaat gelascht. Boven in den ballon bevindt zich de gasbinder k. Om te verhinderen, dat het materiaal van den gasbinder tijdens het verstuiven op het electrodensysteem neerslaat, is een stukje blik aangebracht, dat aan den rand van openingen is voorzien, om de verbinding tusschen het bovenste en het onderste deel van de ballonruimte te verzekeren. De huls a bestaat uit een plaat van kunsthars („Philite") met een zoekpen uit hetzelfde materiaal in het midden en acht holle metalen aansluitpennen o. De huls wordt niet aan den bodem gekit, maar vastgehouden, doordat de grondplaat van een kraag is voorzien, die op enkele plaatsen naar binnen wordt gedrukt, waartoe eenige uitsparingen in de plaat van „Philite" zijn aangebracht. De zoekpen van de huls is hol, zoodat de pompstengel hierin kan worden ondergebracht.

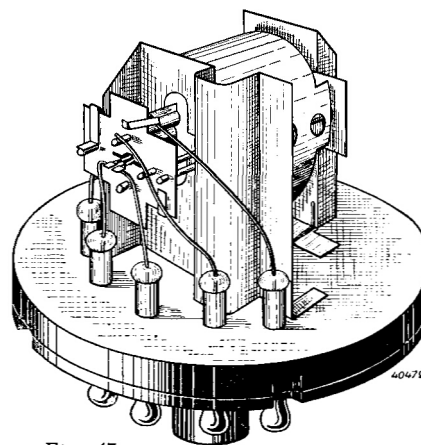


Fig. 47
Inwendige constructie van de triode-hexode mengbuis ECH11.

De doorvoerdraden worden door de holle aansluitpennen gevoerd en aan de einden hiervan vastgesoldeerd.
Andere buizen zijn in principe op dezelfde wijze geconstrueerd. Zoo toont fig. 47 de inwendige constructie van een triode-hexode. In plaats van de U-vormige steunen bevindt zich hierin aan één einde een grooter afschermplaatje, dat ten doel heeft, het triodesysteem (in de figuur te zien) van het achter het afschermplaatje liggende hexodesysteem electrisch zoo goed mogelijk af te schermen.
De horizontale constructie biedt dus de mogelijkheid, het stuurrooster via het eene einde van het systeem naar het contact van de huls te voeren en de anode van het andere einde uit op een diametraal tegenoverliggende pen aan te sluiten. Hieruit ontstaat dus een aanmerkelijke vermindering van de koppeling tusschen deze electroden. Een nadeel van de horizontale constructie van het electrodensysteem is, dat deze een naar verhouding grooten diameter van de buizen noodzakelijk maakt, waardoor deze op de chassisplaat van een ontvangtoestel tamelijk veel plaats innemen, zoodat een besparing van ruimte in het toestel niet op normale wijze door verkleining van de oppervlakte van de chassisplaat kan worden doorgevoerd.
Bij buizen van groot vermogen zou de diameter zoo groot worden, dat zij daardoor onpractische afmetingen zouden krijgen; deze constructie wordt daarom alleen voor buizen van gering vermogen gebruikt. Vergelijkt men de afmetingen met die van een buis met een bodem van geperst glas, dan blijkt de „stalen" buis een diameter d van 43,5 mm en een hoogte h van 43,5 mm te hebben, terwijl bij de gelijksoortige buis met een bodem van geperst glas d = 29 mm en h = 60 mm (dus doelmatiger afmetingen). Bij de constructie met een bodem van geperst glas en verticale opstelling van het electrodensysteem, kunnen volgens dezelfde techniek bovendien ook buizen van groot vermogen (zooals eindbuizen en gelijkrichtbuizen) worden vervaardigd.
De „stalen" constructie biedt belangrijke voordeelen boven de constructie met kneep.

Eenige hiervan zijn onderstaand samengevat:

1) Groote reproduceerbaarheid, dank zij de gekozen constructie, de wijze van pompen (zie hoofdstuk VIII, § 8) en doordat het materiaal van den gasbinder niet op het electrodensysteem kan neerslaan.
2) Groote stevigheid van de constructie.
3) Korte verbindingen van de electroden naar de pennen van de huls. De „stalen" buizen hebben gunstige eigenschappen voor kortegolfontvangst.

4) Aansluiting van alle electroden aan de huls (eenzijdig naar buiten voeren van de electroden).

5) Uitstekende afscherming tegen electrische en electromagnetische velden. Bovendien zijn door den metalen wand alle moeilijkheden vermeden, die, ten gevolge van ladingen op den wand, bij glazen buizen soms optreden.

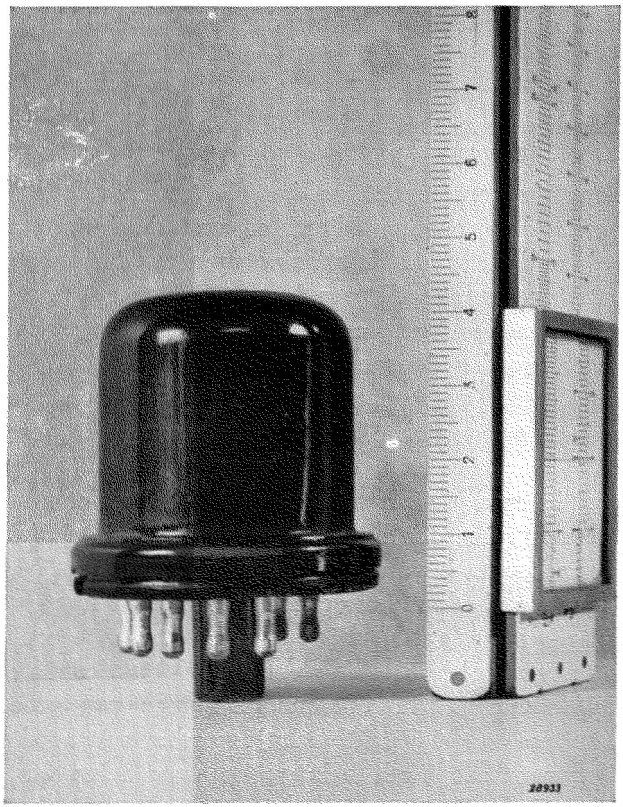


Fig. 48
Uniforme uitvoering van de stalen buizen.

6) Geringe toleranties van de afmetingen en van de capaciteiten van de buizen.

7) De mogelijkheid om de buizen in iederen stand te gebruiken (de glazen buizen met kneep mogen alleen verticaal of eventueel horizontaal, dus niet met de huls naar boven, worden opgesteld).

8) Geen gevaar voor breuk van den ballon.

§ 4. Nabeschouwing

Hiermede zijn eenige uitvoeringen van buisconstructies beschreven; de moderne constructies met een bodem van geperst glas en met stalen ballon zijn tegenwoordig algemeen ingeburgerd en beantwoorden aan hun doel. De constructie met een bodem van geperst glas biedt, ook voor televisiebuizen en speciale buizen voor ultrakortegolfontvangst (golflengte van 1 tot 10 m), groote voordeelen, en hiervoor worden bij voorkeur deze buizen in dezelfde uitvoering of met een iets grooteren diameter en negen in plaats van acht pennen gebruikt. Ook voor andere groepen speciale buizen wordt deze constructie, die groote mogelijkheden voor de toekomst biedt, toegepast. De glazen constructie met kneep zal vermoedelijk voor nieuwe buizen — groote versterkings- en gelijkrichtbuizen uitgezonderd — minder worden gebruikt.

HOOFDSTUK VIII

De fabricage van de radiobuis

De fabricage van een buis omvat verschillende fasen, die men in groote lijnen als volgt kan onderscheiden:

1) De fabricage van de afzonderlijke onderdeelen.

1a) Het keuren van de onderdeelen.

2) De montage van de daartoe bestemde onderdeelen tot een electrodensysteem.

2a) Het controleeren van de gemonteerde systemen.

3) Het monteeren van de electrodensystemen in de ballons en het luchtledig pompen van de buizen.

3a) Het beproeven van de luchtledig gepompte buizen.

4) De uitwendige afwerking van de buizen en het aanbrengen van hulzen.

4a) Het keuren van het uitwendige gedeelte van de buizen.

5) Het branden van de buizen onder normale bedrijfsvoorwaarden.

5a) Het beproeven van de buizen.

Op de fabricage van de afzonderlijke onderdeelen zal hier niet in bijzonderheden worden ingegaan; wèl zal aan de hand van een serie foto's worden getracht, een indruk te geven van de zeer gecompliceerde fabricage van de buis en de onderdeelen ervan, een fabricage, die een groot aantal vernuftig bedachte machines en methoden vereischt, die het resultaat van jarenlangen ingespannen arbeid van gespecialiseerde ingenieurs en technici zijn, en aan de verbetering en vervolmaking waarvan onafgebroken wordt gewerkt

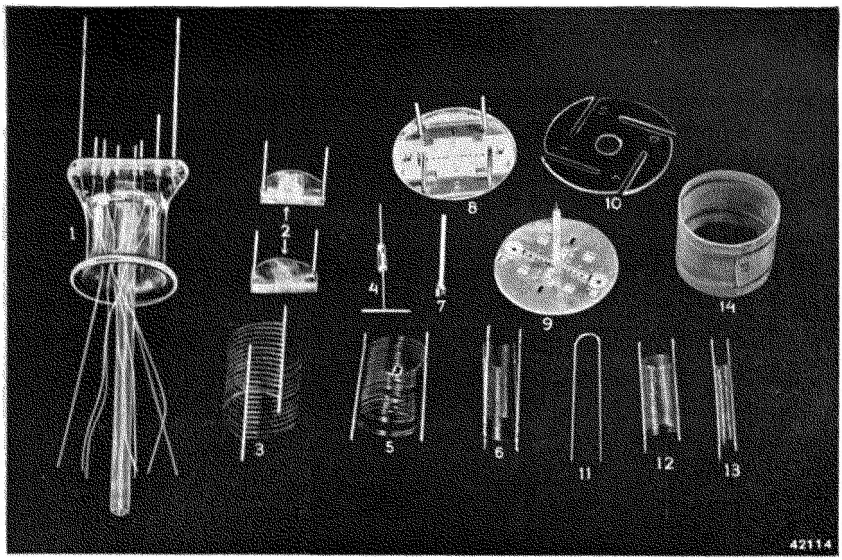


Fig. 49

Overzicht van de verschillende onderdeelen van het electrodensysteem van de „Miniwatt" octode CK 1.

1 = Kneep met pompstengel en ingesmolten doorvoerdraden.

2 = Houder voor den gasbinder (getter).

3 = Vangrooster (rooster 6).

4 = Stuurroosterdoorvoerdraad met dwarssteun en glazen kraal voor het aansmelten op den ballon.

5 = Buitenste schermrooster (rooster 5).

6 = Stuurrooster (rooster 4).

7 = Met isoleerend materiaal bedekte bifilaire gloeidraad.

8 = Bovenste plaatje voorzien van mica.

9 = Kathodebuisje en onderste plaatje voorzien van mica.

10 = Mica plaatje voor het vastzetten van het systeem in den koepelvormigen ballon.

11 = Anode van het oscillatorgedeelte. Deze bestaat slechts uit twee staafjes.

12 = Binnenste schermrooster (rooster 3).

13 = Stuurrooster van het oscillatorgedeelte (rooster 1).

14 = Anode.

§ 1. Glazen ballon en overige glazen deelen

De glazen ballon en de overige glazen deelen (glazen buisje voor de constructie van de kneepen, glazen isolatoren enz.) worden in de Philips glasfabriek geblazen of getrokken.
Fig. 50 toont een platform, met in het midden de glasoven en in een kring er omheen de glasblazers; hier worden ballons van verschillende vorm en grootte voor buizen en gloeilampen geblazen. Fig. 51 toont een automatische installatie, die ballons in groote series produceert. Deze machine vervangt een groot aantal glasblazers, die hierdoor voor het vervaardigen van speciale ballons ter beschikking staan.

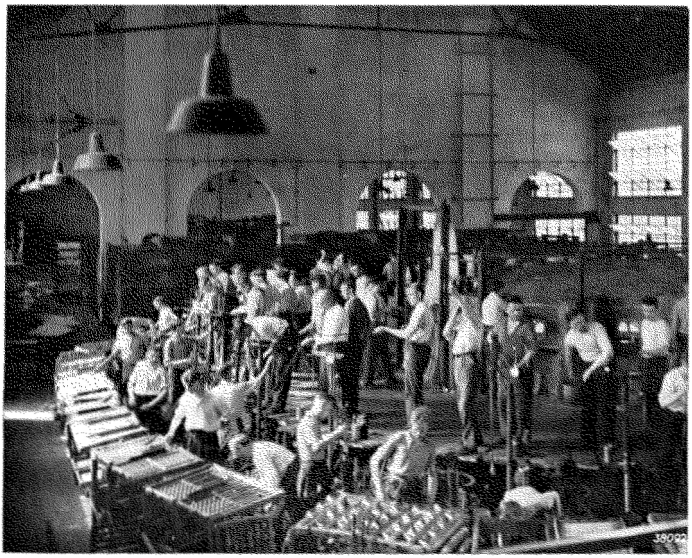


Fig. 50

Een blik in de glasfabriek. In het midden van het platform bevindt zich de glasoven en hier omheen arbeiden de glasblazers, die ballons van verschillende vorm en grootte voor buizen en gloeilampen blazen.

§ 2. Huls van „Philite"

Het „Philite" is een kunstharsproduct, dat in den vorm van poeder met een bijmengsel van zaagsel of andere stoffen onder hooge temperatuur in hiervoor geschikte vormen wordt geperst. De hulzen voor de buizen worden uit dit materiaal vervaardigd. Fig. 52 toont een opname in de „Philite" fabriek met de groote persen.

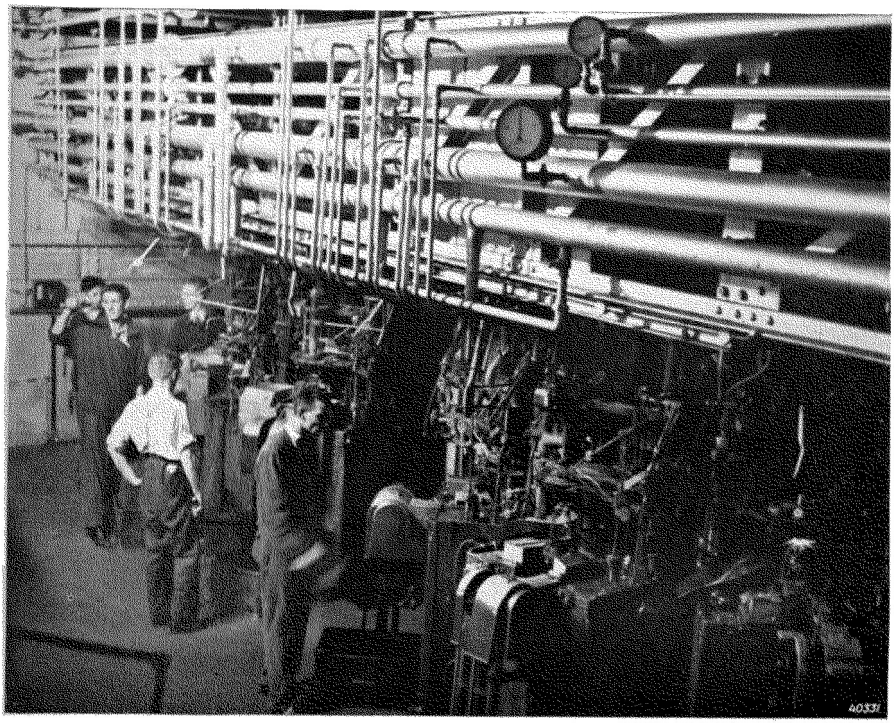


Fig. 51
Machine voor automatische fabricage van ballons in groote series.

§ 3. De vervaardiging van kathoden en gloeidraden

Zooals in hoofdstuk VI werd beschreven, bestaat een indirect verhitte kathode uit een nikkelen buisje, dat met carbonaten van barium en strontium is bedekt. Daar het materiaal voor de kathodebuisjes in de fabriek in zeer lange stukken wordt getrokken, moeten deze eerst op de juiste lengte worden gesneden. Fig. 53 toont een machine, die speciaal voor dit doel is ontworpen.

Nadat de kathodebuisjes op de gewenschte lengte zijn gesneden, wordt het eene einde van deze buisjes gehamerd, zoodat dit in een dun pennetje uitloopt. Dit moet precies passen in een gat in het mica van het bovenste isoleerende plaatje van het electrodensysteem.

De gloeidraad moet bij de montage door het andere einde worden ingebracht, zoodat dit niet kan worden gehamerd en de kathode aan dit einde in een overeenkomstig grooter gat in het mica (of in het keramische materiaal) van het onderste plaatje moet passen. Fig. 54 toont een machine, die het eene einde van het kathodebuisje tot een dunne pen hamert.

Als de kathodebuisjes zoo ver gereed zijn, worden zij in een speciale

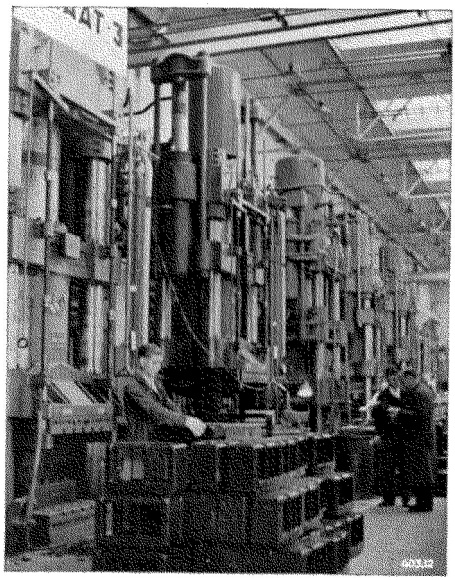


Fig. 52

Opname in de „Philite" fabriek, waar o.a. ook de hulzen van kunsthars voor de buizen worden geperst.

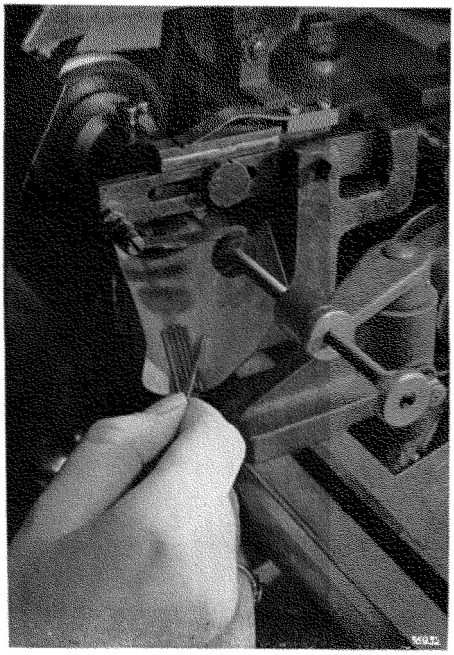


Fig. 53

De machine, die het kathodemateriaal (dun nikkelen buisje) op de juiste lengte snijdt.

afdeeling met de barium- en strontiumcarbonaten bedekt; door de toegepaste methode wordt een zeer gelijkmatige bedekking van deze buisjes verkregen.

De wolfraamdraden van het gloeilichaam worden op speciaal voor dit doel geconstrueerde machines tot de gewenschte dikte getrokken en op andere machines gewikkeld. Het gloeilichaam wordt doorgaans uit een gewonden draad vervaardigd, daar bij een bepaalde gloeispanning en den daarbij vereischten gloeistroom een lange, dunne draad noodzakelijk is, die in de kleine ruimte binnen in het buisje moet worden ondergebracht.

Dikwijls is de draad zóó lang, dat hij dubbel moet worden gewonden, d.w.z. de tot een spiraal gewonden draad wordt nogmaals gewonden.

Het gloeilichaam moet verder met isoleerend materiaal worden bedekt. Het aanbrengen van een isoleerende laag uit vuurvast materiaal (aluminiumoxyde) op de gewonden wolfraamdraden geschiedt op dezelfde wijze als het bedekken van de kathodebuisjes met de in het bovenstaande vermelde carbonaten.

Na het aanbrengen van de isoleerende laag worden deze draden in een oven sterk verhit (zie fig. 55), waardoor de isoleerende laag vast op de draadjes wordt gebakken.
Het bedekken van de gloeidraden van direct verhitte kathoden met de barium- en strontiumcarbonaten geschiedt op dezelfde manier als bij de buisjes van indirect verhitte kathoden. De emitteerende stof wordt rechtstreeks op de draden gebracht en daarna worden deze draden, al naar de vereischte lengte, zigzaggewijs gespannen.

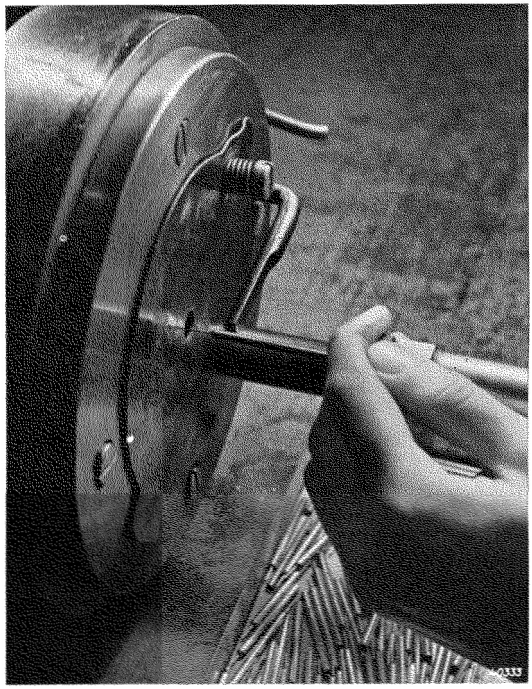


Fig. 54

Machine, die het eene einde van het kathodebuisje tot een dun pennetje hamert.

§ 4. De vervaardiging van roosters

De roosters van de buizen bestaan meestal uit een zeer dunnen, spiraalvormig gewikkelden draad, die de kathode op een bepaalden afstand omgeeft. Om den draad voldoende stevigheid te geven, worden in de lengterichting van de spiraal twee of meer dikkere draden, de zoogenaamde roostersteunen of **roosterbalkjes,** aangebracht, waaraan alle windingen zijn bevestigd. De afmetingen van het rooster moeten zeer nauwkeurig zijn, als men bedenkt, dat de afstand tusschen rooster en

kathode bij bepaalde typen buizen slechts enkele tienden millimeter bedraagt. Toch mag de kathode niet met de roosterwinding in aanraking komen, zelfs niet, als de vorm van deze windingen aan veranderingen is onderworpen, bijvoorbeeld door uitzetting, ten gevolge van de verwarming veroorzaakt door de verhitte kathode in de nabijheid.
Het wikkelen van het rooster geschiedt door automatische machines. De roostersteunen, die een dikte van ongeveer 3/4 mm hebben, worden in den vorm van twee lange, parallel loopende draden toegevoerd. Om deze draden wikkelt de machine een spiraal, die nauwkeurig in daar-

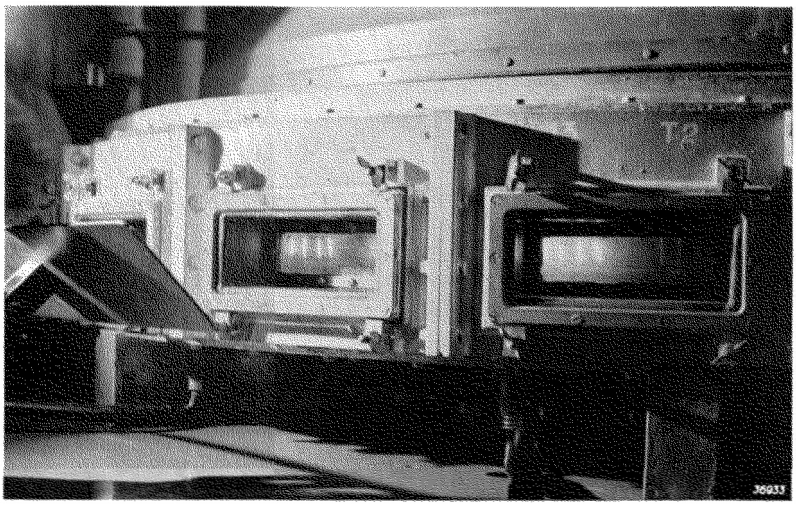


Fig. 55
Het verhitten van de voor indirect verhitte kathoden gewonden gloeidraden in een oven, ten einde de isoleerende laag op deze draden vast te bakken.

voor bestemde inkeepingen in de parallel loopende draden wordt gelegd en ingeperst en daardoor duurzaam wordt bevestigd.
De roosters komen in lange reeksen uit de roosterwikkelmachine (zie fig. 57); door een aantal windingen met grooteren spoed zijn de afzonderlijke roosters van elkaar gescheiden. Deze windingen worden later met de roostersteunen op de juiste lengte van het rooster afgeknipt.
De roosters ondergaan, zooals zij van de wikkelmachine komen, eerst een bewerking voor het volledig strekken van de roostersteunen. Hiertoe worden deze roosters in een met gas gevulde buis gebracht, waarna hier, door middel van twee contacten, een electrische stroom doorheen wordt gezonden. De roosters gaan dan gloeien en worden daarbij door een lichten trek gerekt, waardoor de roostersteunen volmaakt recht worden.

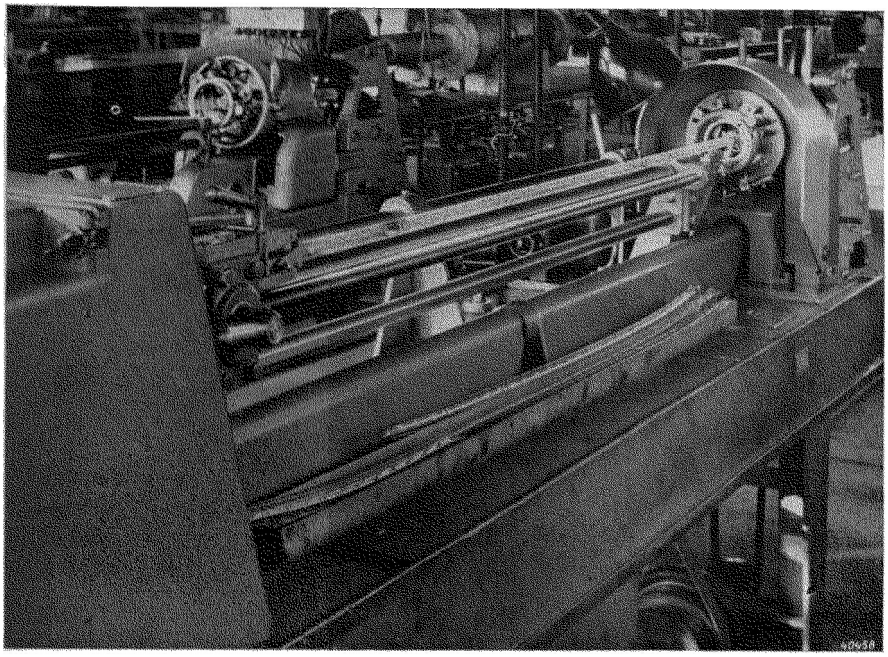


Fig. 56 Een roosterwikkelmachine. Op dergelijke machines worden roosters van elke gewenschte afmeting vervaardigd.

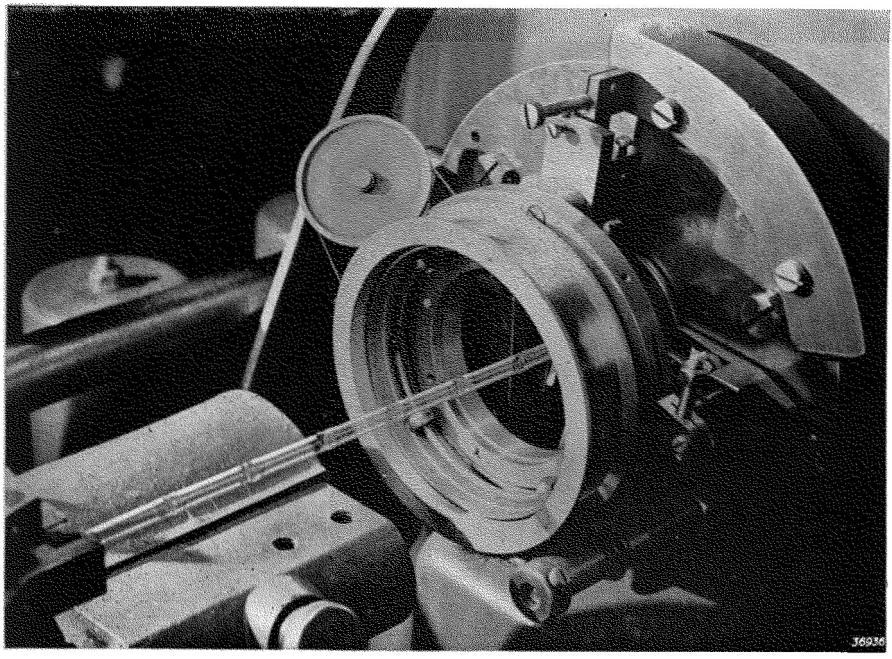


Fig. 57 Een roosterwikkelmachine van nabij gezien.

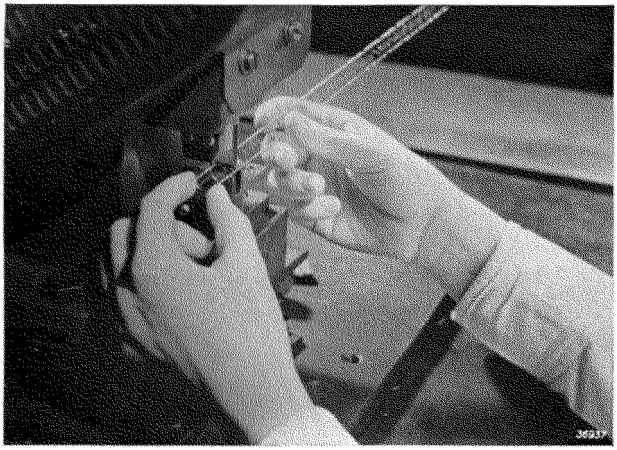


Fig. 58
De in lange reeksen gewikkelde roosters worden machinaal op de juiste lengte afgesneden.

Na deze bewerking worden de afzonderlijke roosters afgesneden (zie fig. 58).
Met behulp van bijzondere instrumenten wordt de doorsnede van de roosters in den vereischten vorm gebracht (fig. 59), waarna alle roosters zóó nauwkeurig worden gekeurd, dat de afwijkingen ten hoogste 0,03 mm kunnen bedragen (zie fig. 60 en 61). Ook de onderlinge stand van de windingen wordt nauwkeurig gecontroleerd en zoo noodig met een pincet verbeterd.

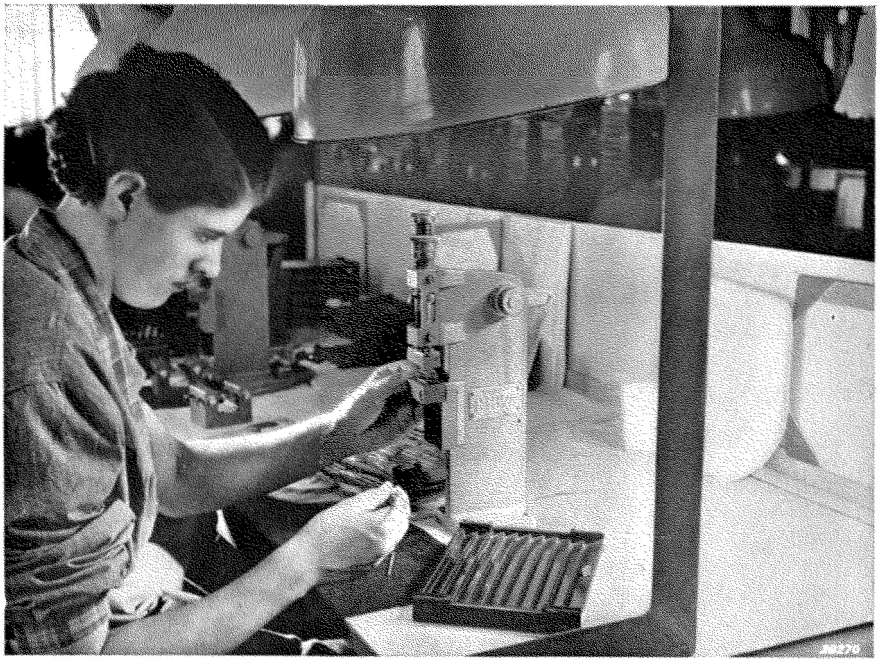


Fig. 59 Afwerking van de afgesneden roosters.



Fig. 60
Contrôle van de roosters met behulp van een kaliber.

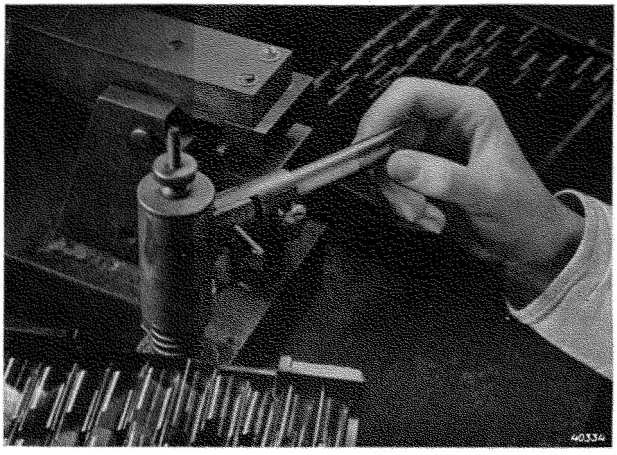


Fig. 61
Contrôle van het rooster op de juiste afmetingen.

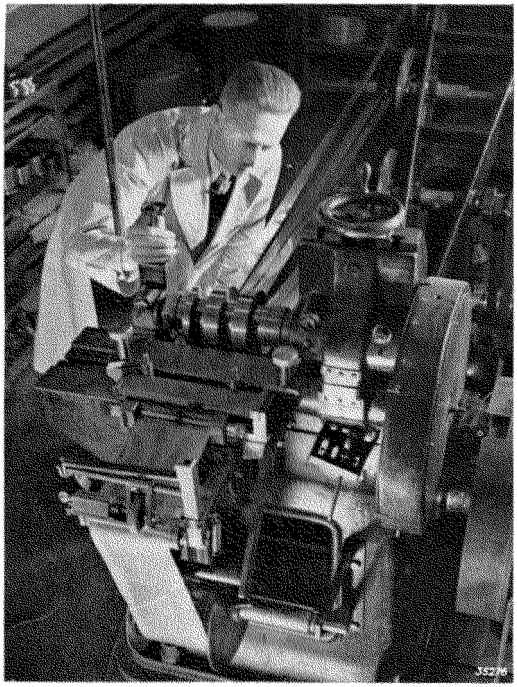


Fig. 62
Het voor de anoden bestemde, op breede rollen gewikkelde bladmetaal wordt met behulp van deze machine op de gewenschte breedte gesneden.

§ 5. De vervaardiging van anoden

De meest gebruikelijke vorm van de anode is een metalen cylinder, die de kathode en de verschillende roosters omgeeft. Het materiaal voor de anode komt in den vorm van rollen bladmetaal in de buizenfabriek. Al naar gelang den vorm van de anode, wordt dit materiaal op de gewenschte breedte gesneden, zooals men in fig. 62 kan zien.

Uit dit bladmetaal worden daarna de anodeplaatjes gestanst, die op een buigtoestel den definitieven vorm krijgen. Fig. 63 toont, hoe de draagsteunen door puntlasschen aan anode- of afschermplaatjes worden bevestigd.

Ook afschermplaatjes worden op deze wijze vervaardigd. Fig. 64 toont nog, hoe op een machine de geperforeerde plaat voor anode en afschermkooien uit



Fig. 63
Het bevestigen van draagsteunen aan anode- of afschermplaatjes door puntlasschen.

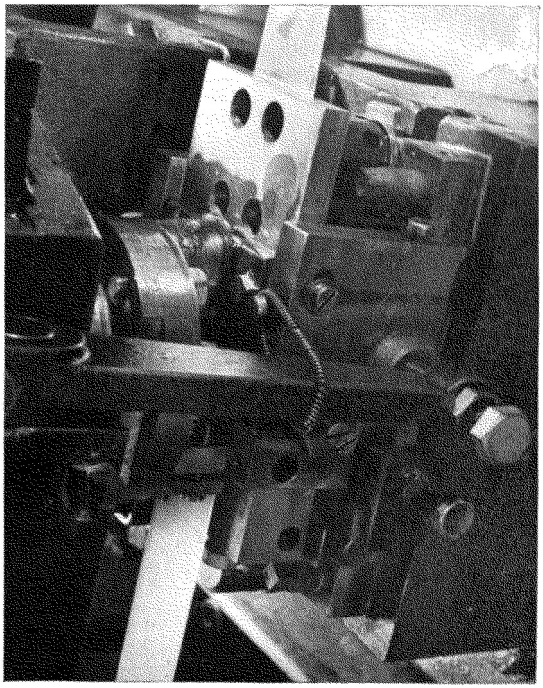


Fig. 64
Machine, waarop geperforeerde plaat uit massief bladmetaal wordt vervaardigd.

massief bladmetaal wordt vervaardigd.

§ 6. De vervaardiging van verdere onderdeelen

Zonder op elk detail in te gaan, zal, aan de hand van nog eenige fotografische opnamen, de vervaardiging van verdere onderdeelen in het kort worden aangegeven. Zoo toont fig. 65 een machine, die den kneep met de doorvoerdraden vervaardigt.

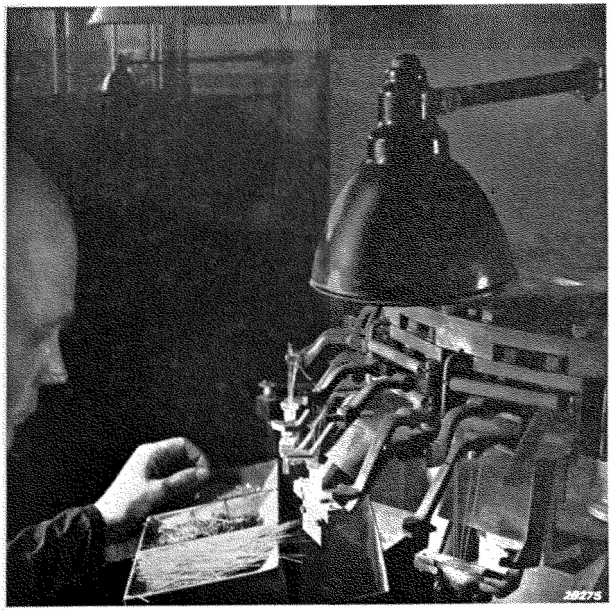


Fig. 65 Fabricage van den kneep met doorvoerdraadjes, draagsteunen en den pompstengel.

Het glas voor de kneepen komt in den vorm van lange buizen uit de Philips glasfabriek; deze worden op de juiste lengte gesneden en vervolgens, na door gasvlammen te zijn verhit, door deze machine tot kneepen geperst. Het eene einde van de glazen buizen wordt in warmen toestand om de doorvoerdraden samengedrukt, terwijl het andere einde tot een flens wordt geplet. Tijdens de vervaardiging wordt



Fig. 66 Het stansen van de in de buizen toegepaste mica plaatjes.

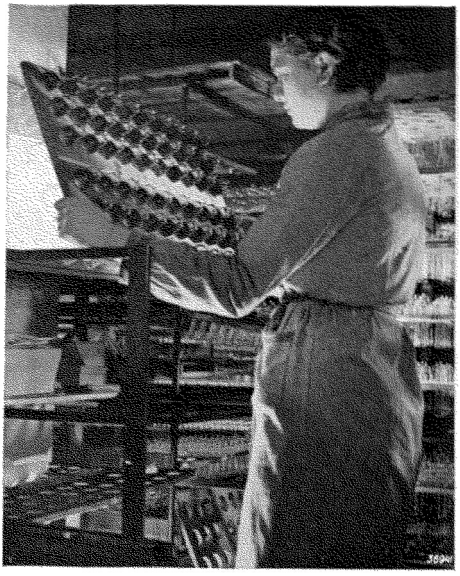


Fig. 68 Om den roostertoevoerdraad door den top van den ballon naar buiten te brengen, wordt op deze plaats aan den ballon een dun glazen buisje aangesmolten.

Fig. 67 Machine, waarop kleine draadjes ter bevestiging van electroden worden geknipt en gebogen.



Fig. 69 Ter keuring van den ballon houdt men dezen tegen een verlicht matglas.



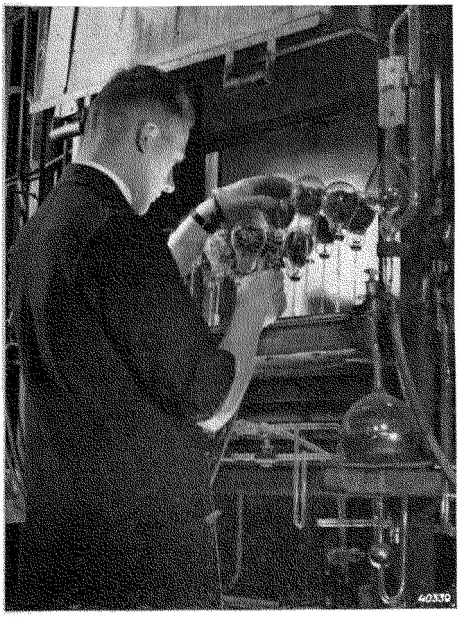


Fig. 70
In een specialen oven worden de mica plaatjes in glazen ballons op hooge temperatuur gebracht, om deze vrij van gas te maken. Tijdens dit proces worden de ballons luchtledig gepompt en dichtgesmolten. Kort voor het gebruik van de onderdeelen in de montage worden de ballons geopend.

ook de pompstengel aangesmolten. In de buis worden kleine mica plaatjes gebruikt; deze worden in den gewenschten vorm gestanst (fig. 66).
Op andere machines worden kleine draadjes gesneden en gebogen (fig. 67). Fig. 68 toont, hoe, na het doorvoeren van den roostertoevoerdraad door den ballon, aan den top hiervan een glazen buisje wordt vastgesmolten.

§ 7. De montage van het electrodensysteem

Nadat in de verschillende afdeelingen van de fabriek de vereischte deelen zijn vervaardigd, die tot de radiobuis behooren, komen deze in de montageafdeeling (zie fig. 82). Op deze afdeeling wordt de buis geheel afgewerkt.

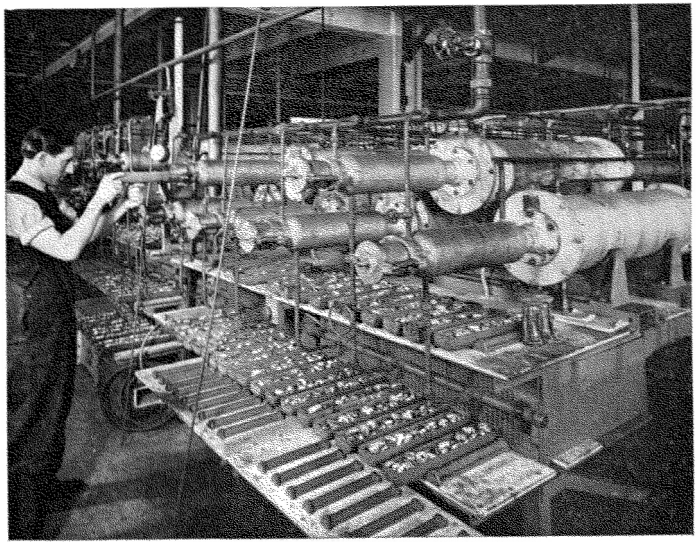


Fig. 71 Electrische ovens voor het reinigen van de onderdeelen voor de electrodensystemen vóór de montage.

Vóór de montage worden de verschillende te gebruiken mica en metalen deelen in ovens echter grondig gereinigd en geheel vrij van gas gemaakt. De gassen in de onderdeelen worden, ten gevolge van de behandeling met stikstof, door dit gas vervangen, waardoor de geringe, eventueel nog uit deze deelen vrij komende gassen, na het luchtledig pompen van de buis, geen vergiftigingsverschijnselen van de kathode kunnen veroorzaken.

Nu wordt het electrodensysteem gemonteerd. Bij de glazen buizen met kneep geschiedt de montage van dit systeem op den kneep, waarin de toevoerdraden van de electroden en draagsteunen reeds zijn aangebracht. Fig. 49 toont een overzicht van de voor de montage van het electrodensysteem vereischte onderdeelen en fig. 72 een eindstadium van de montage van het electrodensysteem met deze onderdeelen. De metalen onderdeelen worden door puntlasschen aan elkaar en op de doorvoerdraadjes en draagsteunen van den kneep bevestigd. Fig. 73 toont het lasschen van het gloeidraadeinde, terwijl verdere stadia van de ontwikkeling door fig. 74 en 75 worden weergegeven. In deze afbeeldingen kan men zien, met welk een nauwkeurigheid het systeem wordt gemonteerd.

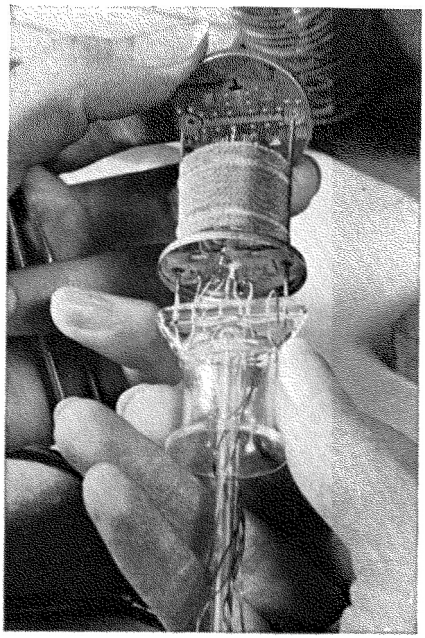


Fig. 72

Een eindstadium in de montage van het voor de octode CK 1 bestemde electrodensysteem.

Bij de buizen met een bodem van geperst glas en de stalen buizen worden de electrodensystemen allereerst los van den bodem gemonteerd. Eerst dan worden, bij een bodem van geperst glas, de drie U-vormige dragers van het systeem door puntlasschen op de doorvoerdraden van den glazen bodem gelascht, terwijl bij de stalen buizen de U-vormige blikjes op den stalen bodem worden bevestigd.

§ 8. Het luchtledig pompen van de buizen

Nadat het binnenwerk van een glazen buis is gemonteerd, wordt het in den glazen ballon aangebracht, waarna de kneep of de bodem van geperst glas hiermee op een machine wordt samengesmolten.

Bij de stalen buizen worden de bal-

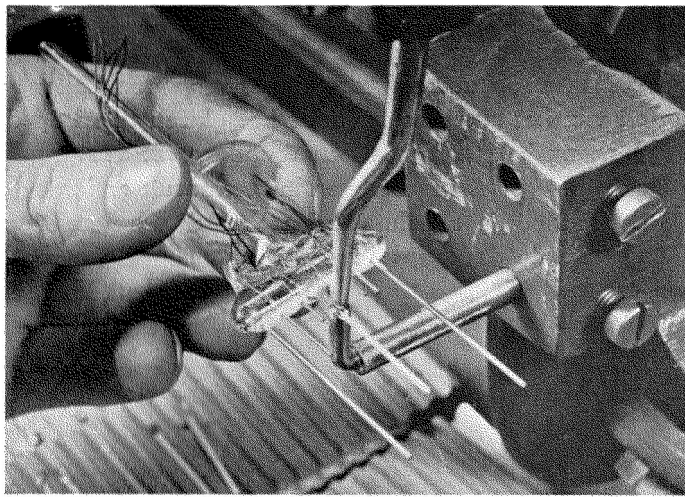


Fig. 73
Het lasschen van den met isolatiemateriaal bedekten gloeidraad aan de daarvoor bestemde doorvoerdraadjes van den kneep.

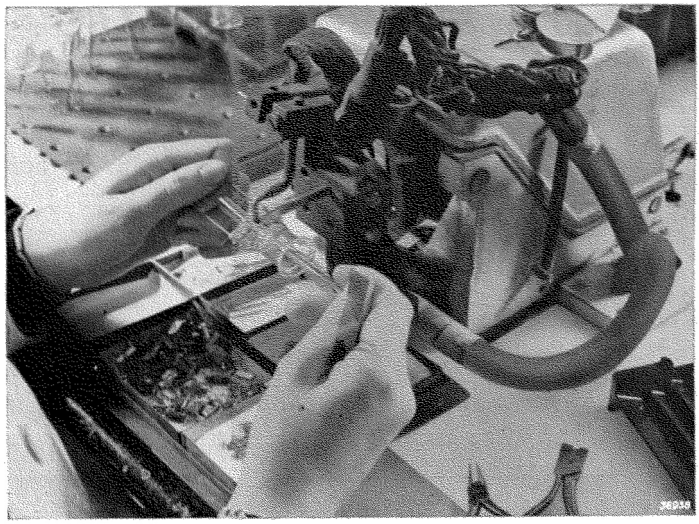


Fig. 74
Montage van het onderste mica plaatje met kathode en rooster op den kneep.

lon en de bodem op een speciale laschmachine door een sterken electrischen stroom aan elkaar gelascht.
Bij glazen buizen met stuurroosteraansluiting op den ballon, wordt de toevoerdraad van het stuurrooster door het glazen tuitje op den ballon getrokken, waarna het tuitje om den draad wordt vastgesmolten.
Op deze wijze ontstaat de ingesmolten buis, waaruit onderaan, en eventueel ook bovenaan, de aansluitdraden van de electroden steken en waaraan zich aan de onderzijde nog de pompstengel bevindt.



Fig. 75
Montage van het bovenste mica plaatje. Op den voorgrond electrodensystemen, die, op de anode na, compleet zijn.

Op dezelfde machine worden de buizen luchtledig gepompt. Door den pompstengel wordt de in de buis achtergebleven lucht weggezogen. Gelijktijdig worden de electroden en andere metalen onderdeelen in het inwendige van de buis uitgegloeid. De gassen, die eventueel nog in de metalen en andere deelen zijn achtergebleven, worden door de hooge temperaturen bevrijd en kunnen tijdens het pompen mede worden weggezogen.
Dit uitgloeien geschiedt bij de glazen buizen door een spoel, die automatisch om den ballon wordt geplaatst en waar een H.F. stroom doorheen vloeit; deze stroom induceert H.F. wisselstroomen in de metalen deelen van de buis, waardoor deze op hooge temperatuur worden gebracht. Bij de „stalen" buizen kan deze methode, in verband met de afschermende werking van den ijzeren ballon, niet worden toegepast. Het uitgloeien van de metalen, die zich in deze buizen bevinden, geschiedt door den mantel van den ijzeren ballon met behulp van gasvlammen geelgloeiend te verhitten. Daarbij komen de inwendige deelen op zulke hooge temperaturen, dat de gassen, die zich hierin bevinden, vrij komen.

Na het uitgloeien van het inwendige van de buis wordt de gloeidraad onder spanning gezet; hierdoor veranderen de hierop aangebrachte carbonaten in oxyden (zie hoofdstuk IV, § 9a). Na het pompen wordt de pompstengel dicht bij de buis dichtgesmolten. Even voor het dichtsmelten wordt het H.F. veld opgewekt, waardoor het metaal van den gasbinder gaat gloeien en verdampt; als het materiaal

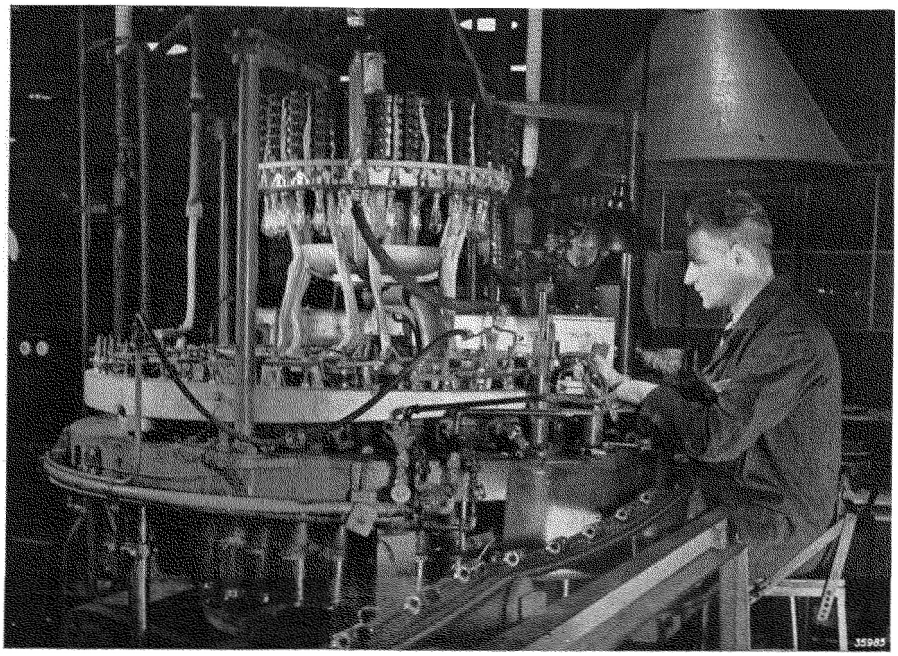


Fig. 76
In deze installatie worden de buizen met kneep luchtledig gepompt, terwijl de inwendige constructie door H.F. wisselstroomen wordt uitgegloeid.

afkoelt, slaat de damp voornamelijk op den tegenoverliggenden glaswand neer. Het als gasbinder toegepaste barium of magnesium heeft de eigenschap, bij het neerslaan op den glaswand eventueel nog aanwezige gassen in zich op te nemen. Dit gas wordt zoodoende gebonden en het daardoor verkregen vacuum is practisch volkomen.

Na het uitgloeien van de „stalen" buizen door gasvlammen (waarbij ervoor wordt gezorgd, dat de temperatuur van den ballon niet al te hoog wordt, zoodat de gasbinder niet te vroeg verdampt), wordt de gasbinder door een steekvlam, die boven op den ballon wordt gericht, verdampt (op deze plaats bevindt zich namelijk binnen in den ballon de gasbinder). Ten slotte wordt de metalen pompstengel van deze buizen dichtgeknepen en gelascht.

Fig. 76 toont een pompinstallatie voor glazen buizen met kneep.



Fig. 77

Toestel voor het stempelen van de buizen (het aanbrengen van het typenummer en andere kenteekenen, zooals datum van fabricage enz.)

Direct na het pompen worden de buizen op een andere machine voorzien van de huls en eventueel van het roosteraansluitdopje. Deze worden bij de glazen buizen met kit aan den ballon bevestigd. Gelijktijdig worden de toevoerdraden van de electroden aan de contacten van de huls en het aansluitdopje op den ballon gesoldeerd.

§ 9. **Het metalliseeren van de buizen**

Ten slotte worden de buizen, waarbij een metalen bedekking op den ballon gewenscht is, gemetalliseerd. Dit metalliseeren geschiedt met een machine, op zoodanige wijze, dat de deelen die niet mogen worden bedekt, afgedekt blijven. Dikwijls wordt het metaal nog eens met een laag lak overtrokken, waarop als laatste bewerking een stempel wordt gedrukt, die het typenummer enz. aangeeft (zie fig. 77).

§ 10. **Het proefbranden of uitbranden, mechanische en electrische contrôle**

Nadat de buis zoo ver gereed is, wordt deze eerst eenige uren uitgebrand, d.w.z. ze wordt gedurende dezen tijd met een groo-

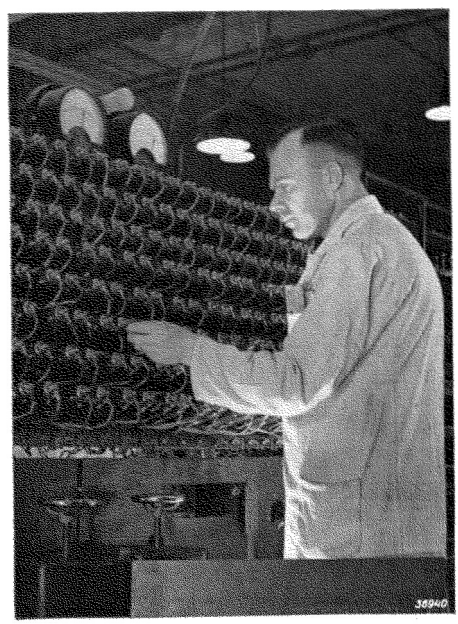


Fig. 78
Het uitbranden van de buizen op groote brandramen.

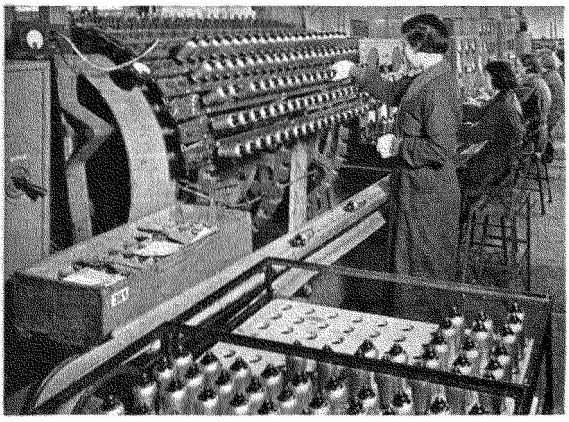


Fig. 79
Een overzicht over de contrôle van de radiobuizen. Eerst worden de buizen op een van houders voorziene groote trommel voorverhit, en daarna door een loopenden band naar de verschillende meetlessenaars gebracht.

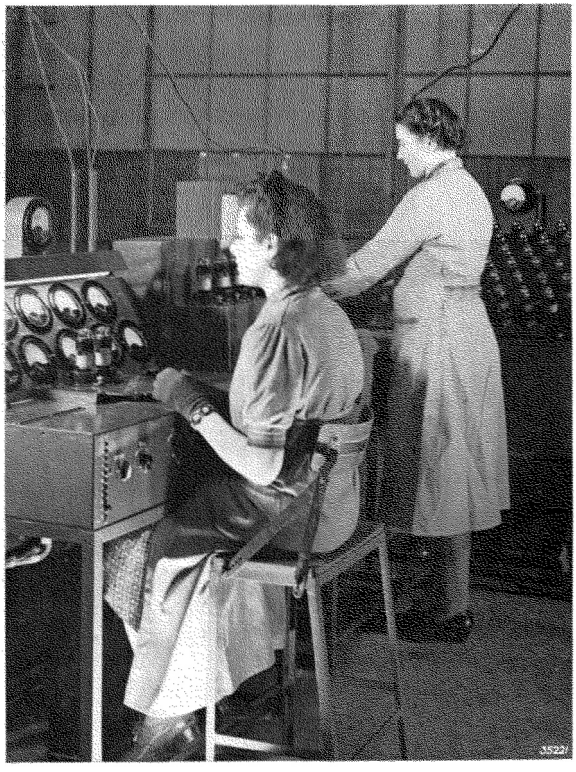


Fig. 80
Meetlessenaar voor de contrôle van de radiobuizen op electrische eigenschappen.

teren gloeistroom verhit, dan later toelaatbaar is (zie hoofdst. IV, § 9a). Hiertoe worden de buizen ondergebracht in groote rekken, zoogenaamde brandramen, waarbij alle gloeidraden parallel worden geschakeld (fig. 78).

Voordat de buizen de fabriek verlaten, worden ze nog aan een groot aantal mechanische en electrische contrôlemetingen onderworpen. Hiertoe worden eenige meetinstallaties gebruikt, die halfautomatisch werken. Eerst worden de buizen op groote brandramen (zie fig. 79) voorverhit, waardoor zij in warmen toestand op den meetlessenaar komen, om vervolgens hierop electrisch te worden beproefd. Fig. 80 toont een dergelijken meetlessenaar. Door een walsschakelaar in telkens een anderen stand te zetten, worden achtereenvolgens alle electritrische eigenschappen door een contro-

leuse nagegaan. Deze contrôle omvat o.a. meting van de gloeidraadgegevens, van de karakteristieken, van de emissie enz. Buizen, die niet aan de gestelde eischen beantwoorden, vallen uit en worden vernietigd. Toch zou het zonder verdere contrôle mogelijk zijn, dat een buis, die bij de electrische contrôle geen enkele afwijking vertoont, bij het gebruik in een radio-ontvangtoestel nog gebreken blijkt te hebben. Zulke gebreken bestaan uit onregelmatigheden in de buis, waardoor storende krakende geluiden in den luidspreker van een ontvanger kunnen ontstaan. Storing kan bijvoorbeeld worden veroorzaakt door beschadiging van de isolatie tusschen gloeidraad en kathode. Om dergelijke gebreken uit te schakelen, worden alle buizen nog aan een mechanische contrôle onderworpen. Zoo wordt met een rubber hamertje tegen de buizen geklopt (zie fig. 81), waardoor een geschoolde controleuse de oorzaken van de storing met behulp van de aangesloten instrumenten gemakkelijk kan opsporen.

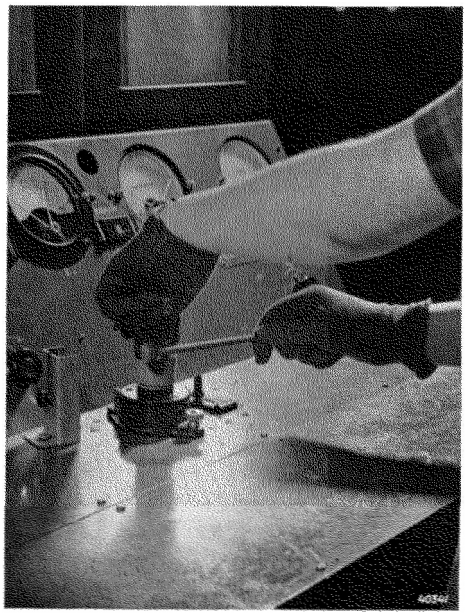


Fig. 81

Het controleeren van de buizen op storingen ten gevolge van mechanische oorzaken, die krakende geluiden kunnen veroorzaken; deze contrôle geschiedt door bekloppen met een hamertje.

Daarna worden van alle bestaande typen buizen steekproeven genomen; bij deze buizen worden nauwkeurige onderzoekingen met betrekking tot de electrische gegevens, de capaciteiten, microfonisch effect, levensduur en andere eigenschappen gedaan, waarvan in de practijk veel kan afhangen.

Op deze wijze wordt ervoor gezorgd, dat elke buis, die in den handel komt, volledig aan de gestelde eischen beantwoordt en dat zij binnen nauwe toleranties aan de gepubliceerde gegevens voldoet en de nagestreefde hoedanigheden bezit. Zoo ontstaan in de massaproductie tienen honderdduizenden buizen van één type met buitengewoon groote gelijkheid van de eigenschappen.

De figuren 83, 84 en 85 geven nog een indruk van de uitgebreide meetinstallaties voor de electrische en mechanische contrôle van de radiobuizen.

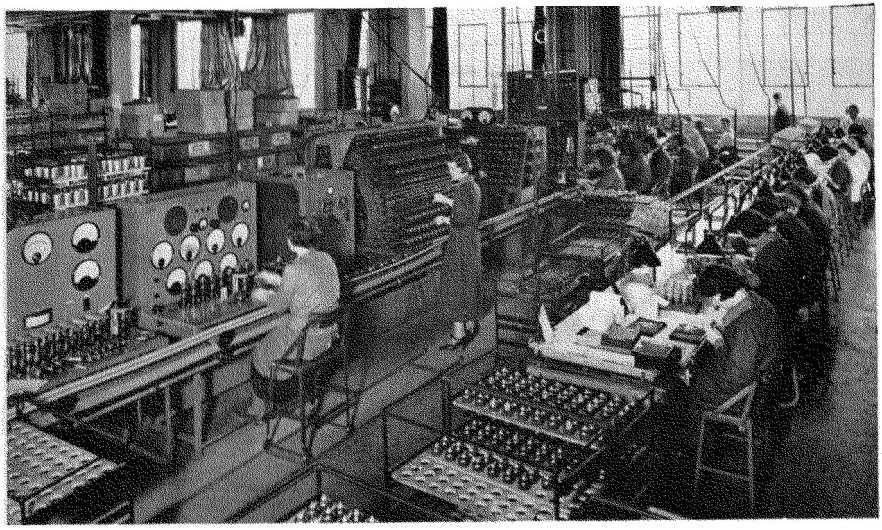


Fig. 82
Een overzicht van de montage van radiobuizen met de eerste contrôle ervan, die direct na de montage, het pompen en het uitbranden wordt verricht.

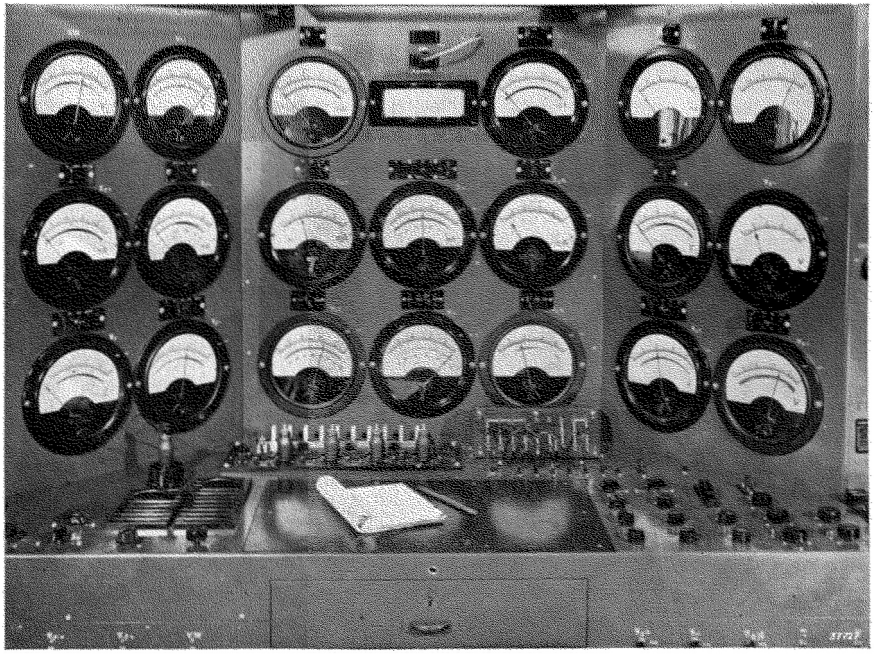


Fig. 83
Meetlessenaar, waarop men alle noodzakelijke spanningen en stroomen der buizen kan meten. De te meten buis bevindt zich voor het linker paneel, terwijl in het midden andere buizen worden voorverwarmd.

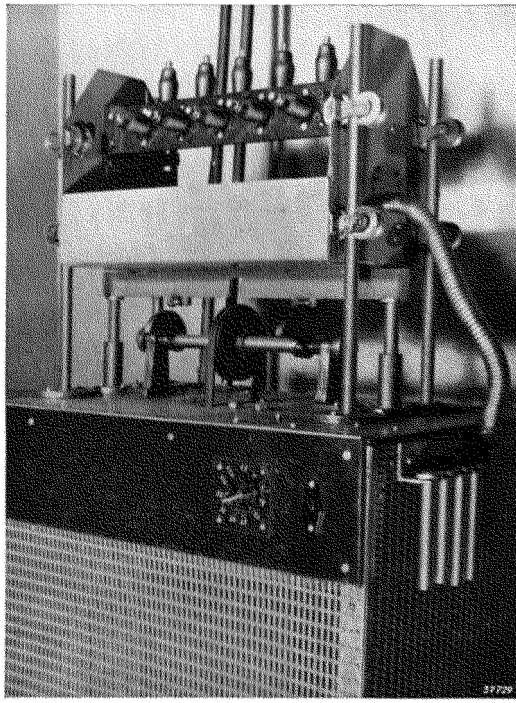


Fig. 84
Stootproefinstallatie, waarop de buizen op hun mechanische stevigheid worden onderzocht.

Figuur 83 toont bijvoorbeeld een meetlessenaar, waarop men alle spanningen en stroomen van de buizen snel kan meten. Figuur 84 laat een stootproefinstallatie zien. Hierop worden de buizen zoowel in horizontale als in verticale richting door een regelbare kracht heen en weer geschokt. Op deze wijze wordt onderzocht, of de buizen de schokken en stooten verdragen kunnen, die bij de verzending en gedurende het gebruik (bijv. in autoradiotoestellen) kunnen optreden.

In de tropenkast (fig. 85) worden de atmosferische voorwaarden, zooals deze in de tropen voorkomen, nagebootst. Het geldt hier voornamelijk de temperatuur en den vochtigheidsgraad van de tropen; in de tropenkast worden de invloeden op de uitwendige isolatiematerialen en de kit, waarmee de hulzen aan de ballons zijn bevestigd, nagegaan.

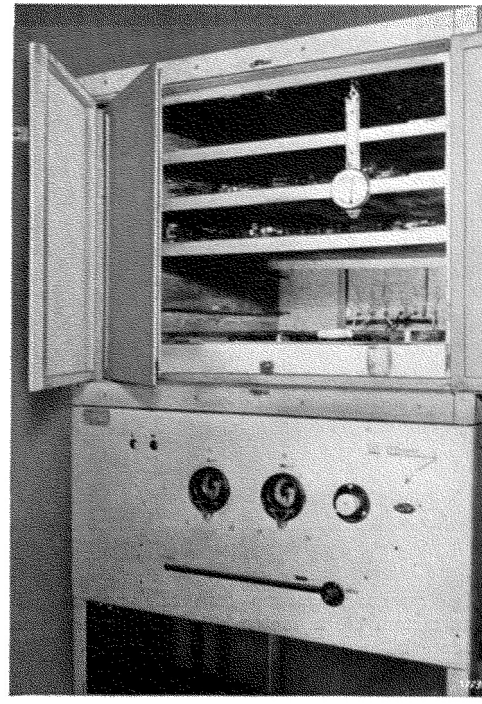


Fig. 85
Tropenkast, waarin de temperatuur en het vochtigheidsgehalte van de tropen zoo goed mogelijk worden nagebootst. Nadat de buizen eenigen tijd in deze kast hebben gelegen, wordt onderzocht, of isolatiefouten of corrosie optreden.

HOOFDSTUK IX

De verschillende taken, die de buizen moeten vervullen

Ontvangtoestellen hebben tot taak, uit de veelal uiterst zwakke spanningen, die door alle aanwezige zenders in de antenne worden geïnduceerd, één naar keuze af te zonderen en zoodanig te versterken, dat in den luidspreker of telefoon de gewenschte geluidssterkte ontstaat. De golf, die door een zender wordt uitgezonden, induceert in de antenne een spanning, waarvan het verloop als functie van den tijd doorgaans niet zonder meer sinusvormig, en meestal van meer gecompliceerden aard is.
Alvorens de verschillende taken, die de buizen in een ontvangtoestel moeten vervullen, op te sommen, zal een en ander worden uiteengezet over den aard van de wisselspanningen, die door de antenne worden opgevangen.

§ 1. De aard van de signalen, die door de antenne worden opgevangen

De overbrenging van muziek, spraak, televisiebeelden of telegrafieteekens geschiedt op zoodanige wijze, dat een golf met hoogfrequente trilling door een zendantenne in de ruimte wordt uitgestraald; deze golf noemt men de **draaggolf.** De frequentie hiervan moet zoo hoog zijn, dat de golf gemakkelijk door een zendantenne kan worden uitgestraald en wordt daarom steeds hooger dan 100 000 Hz gekozen. De frequentie, die voor de draaggolf wordt toegepast, is van vele overwegingen afhankelijk; voor den normalen radio-omroep maakt men gebruik van de frequenties tusschen 150 kHz en 30 MHz. Voor speciale uitzendingen komen nog hoogere frequenties in aanmerking.
Het verband tusschen de frequentie en de golflengte is, zooals bekend:

$$f = \frac{3.10^8}{\lambda} .$$

Hierin stelt f de frequentie in Hz voor (aantal perioden per secunde) en λ de golflengte in meters.
Indien een hoogfrequente golf in den zender wordt beïnvloed door muziek, spraak of andere effecten, die moeten worden overgedragen — men noemt deze beïnvloeding **modulatie** — kan deze modulatie in het ontvangtoestel te voorschijn worden gebracht, waardoor de mogelijkheid wordt geboden, de gewenschte effecten door geschikte toestellen (bijv. bij ontvangtoestellen den luidspreker) weer te geven. In den zender worden de acoustische trillingen bij de overbrenging van muziek en

spraak door microfoons in electrische trillingen omgezet. De amplituden van deze electrische trillingen dienen evenredig te zijn met de geluidssterkte, hun frequenties gelijk aan de frequenties en harmonischen, welke in de acoustische trillingen aanwezig zijn. Deze electrische trillingen komen dus met de acoustische trillingen overeen en worden in het ontvangtoestel door **detectie** (gelijkrichting) van de hoogfrequente golf weer te voorschijn geroepen, waarna zij door den luidspreker in acoustische trillingen worden omgezet. De acoustische trillingen liggen ongeveer tusschen 40 en 10 000 Hz (hoorbaar gebied), zoodat ook de **laagfrequente trillingen,** die de **hoogfrequente trilling van de draaggolf** moduleeren, binnen dit gebied liggen.

Bij de overbrenging van beelden (beeldtelegrafie en televisieuitzendingen) worden deze punt voor punt afgetast en zet een hiervoor bestemde inrichting de helderheid van elk punt in een spanning om, die evenredig is met de helderheid. Deze spanning moduleert een H.F. draaggolf [1]) en wordt in het televisie-ontvangtoestel weer als electrische spanning te voorschijn geroepen, om op het scherm van een kathodestraalbuis als een punt van bepaalde helderheid te worden weergegeven.

Een hoogfrequente spanning, die als functie van den tijd sinusvormig verloopt, kan, zooals bekend, worden voorgesteld door de formule

$$(1) \qquad v = V_0 \cos (\omega t + \varphi),$$

waarin:

v = momenteele waarde van de spanning,
V_0 = amplitude van de spanning,
ω = cirkelfrequentie van de trilling $= 2\pi f$ (f = aantal perioden per secunde),
t = tijd in secunden,
φ = fasehoek.

Stelt men het begin van den tijd bij $v = V_0$, dan wordt de formule (1) vereenvoudigd tot:

$$(2) \qquad v = V_0 \cos \omega t.$$

Uit deze formule blijkt, dat er twee mogelijkheden zijn, deze H.F. spanning door een L. F. spanning te moduleeren, en wel door de amplitude V_0 of de frequentie ω te beïnvloeden. In het eerste geval spreekt men van **amplitudemodulatie,** in het tweede geval van **frequentie-** of **fasemodulatie.**

---

[1]) De afkortingen H.F., M.F. en L.F. hebben betrekking op hoogfrequent, middenfrequent en laagfrequent.

a) **Signalen, waarvan de amplitude wordt gemoduleerd**

Bij amplitudemodulatie bestaat de wisselspanning in de antenne uit een H.F. wisselspanning van een bepaalde constante frequentie, de **draaggolf,** waarvan de amplitude in een lage frequentie varieert. De modulatiespanning wordt in de studio van den zender door de muziek of spraak opgewekt en, na voldoende te zijn versterkt, naar den zender gevoerd. Hier wordt op de in den zender opgewekte H.F. spanning van constante frequentie **(draaggolffrequentie)** en constante amplitude een zoodanige invloed uitgeoefend, dat de amplitude van deze H.F. spanning in het rhythme van de modulatiefrequentie verandert, en wel evenredig met de sterkte van de moduleerende spanning (zie fig. 86 c). De streep-punt lijnen van fig. 86 c, waarvan de vorm gelijk is aan dien van de moduleerende spanning als functie van den tijd, worden soms ook als **omhullende lijnen** betiteld. Onder **modulatiediepte** verstaat men de verhouding tusschen de amplitude van een sinusvormige omhullende kromme van de H.F. draaggolf en de amplitude van de ongemoduleerde draaggolfspanning. Bij een modulatiediepte van 100% is de amplitude van de omhullende lijn gelijk aan de amplitude van de draaggolfspanning. Deze spanning verandert dan in het rhythme van de modulatiefrequentie tusschen 0 en de dubbele waarde van de ongemoduleerde draaggolfspanning. Volgens de bovenstaande uiteenzettingen wordt de modulatiediepte bepaald door de vergelijking:

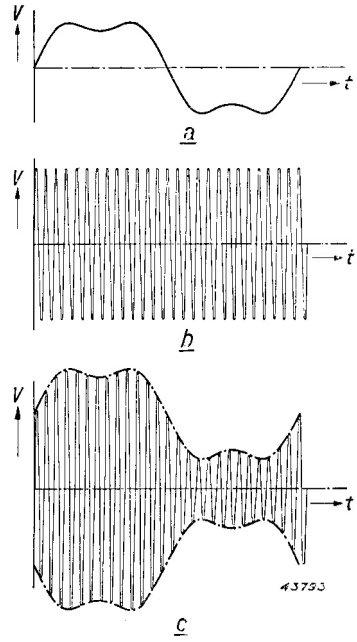


Fig. 86

Bovenste kromme: L.F. spanning, die de draaggolf moduleert, als functie van den tijd.

Middelste kromme: H.F. spanning (draaggolf) zonder L.F. modulatie.

Onderste kromme: Gemoduleerde H.F. spanning.

$$m = \frac{V_M}{V_o} 100\%, \qquad (3)$$

waarin:

m = modulatiediepte in %,

V_M = amplitude van de spanning, die door de sinusvormige omhullende lijn wordt voorgesteld,

V_o = amplitude van de spanning der draaggolf.

In fig. 87 is de definitie van de modulatiediepte in beeld gebracht, terwijl het oscillogram van fig. 88, dat met een Philips kathodestraaloscillograaf is opgenomen, een gemoduleerde H.F. spanning voorstelt.
Uit fig. 87 blijkt, dat de gemoduleerde draaggolf tusschen de waarden $V_o + V_M$ en $V_o - V_M$ schommelt. De modulatie van een H.F. draaggolfspanning **(H.F. signaal)** door een L.F. wisselspanning **(L.F. signaal)** heeft ten gevolge, dat de H.F. wisselspanning als functie van den tijd volgens de kromme van fig. 87 verloopt. Deze H.F. wisselspanning bestaat niet meer uit één zuiver sinusvormige spanning (verondersteld, dat de ongemoduleerde H.F. wisselspanning als functie van den tijd zuiver sinusvormig verliep). Ten gevolge van de modulatie ontstaan drie sinusvormige trillingen, en wel één sinusvormige trilling, waarvan de frequentie en de amplitude met die van de ongemoduleerde draaggolf overeenkomen, en twee sinusvormige trillingen, waarvan de eene een frequentie gelijk aan die van de ongemoduleerde draaggolffrequentie, vermeerderd met de modulatiefrequentie, en de andere een frequentie gelijk aan die van de ongemoduleerde draaggolffrequentie, verminderd met de modulatiefrequentie, heeft, waarbij de amplitude van beide gelijk is aan ½ m × de amplitude van de ongemoduleerde draaggolfspanning. Bij de modulatie wordt de draaggolf namelijk in het rhythme van de L.F. modulatiespanning verzwakt of versterkt. Dit kan door de volgende vergelijking worden voorgesteld (zie ook fig. 87):

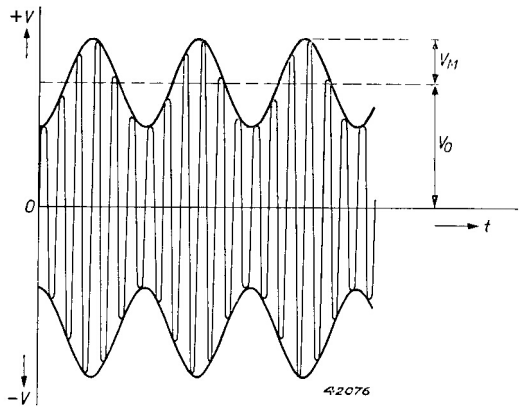


Fig. 87
H.F. spanning, die met een enkele lage frequentie is gemoduleerd. De modulatiediepte van de trilling, die door deze figuur wordt voorgesteld, bedraagt $33^1/_3\%$.

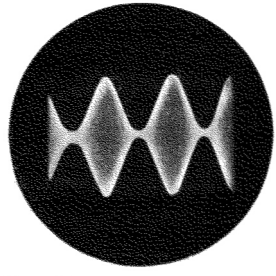


Fig. 88
Oscillogram van een gemoduleerde H.F. spanning, dat met een Philips kathodestraaloscillograaf is opgenomen. Dit oscillogram stelt de modulatie voor van een draaggolf van 300 kHz met een geluidsfrequentie van 400 Hz.

(4) $$v = V_o [1 + m \cos pt] \cos \omega_o t,$$

waarin:

V_o = amplitude van de draaggolfspanning,

m = modulatiediepte,

p = cirkelfrequentie van de modulatiespanning = $2\pi f_M$,

ω_o = cirkelfrequentie van de draaggolfspanning = $2\pi f_o$.

Het onderstreepte gedeelte van deze vergelijking noemt men de **momenteele waarde van de amplitude** van de draaggolf.

De vergelijking (4) kan ook als volgt worden geschreven:

$$(5) \qquad v = V_o \cos \omega_o t + m V_o \cos pt \cos \omega_o t =$$
$$V_o \cos \omega_o t + \tfrac{1}{2} m V_o \cos (\omega_o + p) t + \tfrac{1}{2} m V_o \cos (\omega_o - p) t.$$

Uit vergelijking (5) nu blijkt, dat de modulatie van een H.F. spanning met een L.F. golf de drie bovengenoemde wisselspanningen oplevert. De beide trillingen $\tfrac{1}{2} m V_o \cos (\omega_o + p) t$ en $\tfrac{1}{2} m V_o \cos (\omega_o - p) t$. die dus een bedrag p (= modulatiefrequentie) hooger, respectievelijk lager dan de draaggolffrequentie liggen, worden **zijgolven** genoemd; de trilling $V_o \cos \omega_o t$ is de oorspronkelijk niet gemoduleerde **draaggolf.** Bij radio-uitzendingen bestaat de modulatie meestal uit frequenties, die tusschen 40 en 4500 Hz liggen [1]). Elk van deze frequenties vormt met de draaggolf twee zijgolven, en alle modulatiefrequenties tezamen vormen aan weerszijden van de draaggolffrequentie twee symmetrische frequentiespectra of **zijbanden,** die zich bijvoorbeeld uitstrekken van de draaggolffrequentie + 40 Hz tot de draaggolffrequentie + 4500 Hz en van de draaggolffrequentie — 40 Hz tot de draaggolffrequentie — 4500 Hz. Het geheele frequentiespectrum van $(\omega_o + p)$ tot $(\omega_o - p)$, waarbij p in dit geval de hoogste modulatiefrequentie voorstelt, noemt men de bandbreedte van den zender. Uit het bovenstaande blijkt, dat de bandbreedte van de hoogste modulatiefrequentie afhankelijk en met deze frequentie evenredig is.

Soms wordt één zijband in den zender onderdrukt, zoodat het frequentiespectrum van den zender zich uitstrekt van ω_o tot $(\omega_o + p)$ of van $(\omega_o - p)$ tot ω_o. De onderdrukking van één zijband wordt veelal bij televisie-uitzendingen toegepast, ter beperking van de bandbreedte voor de beeldoverbrenging, daar hierbij buitengewoon hooge modulatiefrequenties voorkomen (bijv. 2 MHz).

---

[1]) Meestal wordt voor de verschillende zenders in het omroepgebied een frequentieafstand tusschen de draaggolven van 9000 Hz aangehouden, zoodat de hoogste modulatiefrequentie niet hooger dan 4500 Hz genomen kan worden, om storingen tusschen naburige zenders beperkt te houden (een zijgolf van 6000 Hz van één zender treedt bij 9000 Hz frequentieverschil tusschen twee naburige draaggolven ook op als een zijgolf van den anderen zender met een frequentieafwijking van 3000 Hz).

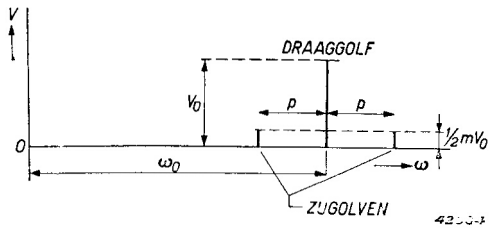


Fig. 89a

Voorstelling van een draaggolf, die met een enkele frequentie is gemoduleerd, als een ongemoduleerde draaggolf met twee zijgolven, waarvan de amplituden gelijk zijn aan $\frac{1}{2}mV_0$ (V_0 = amplitude van de draaggolf).

Fig. 89 geeft nog een ontleding van een gemoduleerde draaggolf in een ongemoduleerde draaggolf met twee zijgolven, en wel geeft fig. 89a, waarin op de horizontale as de frequenties zijn uitgezet, de spanningen bij de frequentie ($\omega_0 + p$), bij ω_0 en bij ($\omega_0 - p$), terwijl fig. 89b de spanningen als functie van den tijd t voor deze drie trillingen weergeeft. In fig. 89b zijn tegelijkertijd de resulteerende gemoduleerde H.F. spanning en de omhullende kromme geteekend.

De draaggolf heeft meestal een hooge frequentie. Bij den radio-omroep liggen de frequenties van de draaggolven, die door de zenders worden uitgestraald, tusschen 150 en 300 kHz (langegolfgebied: golflengte

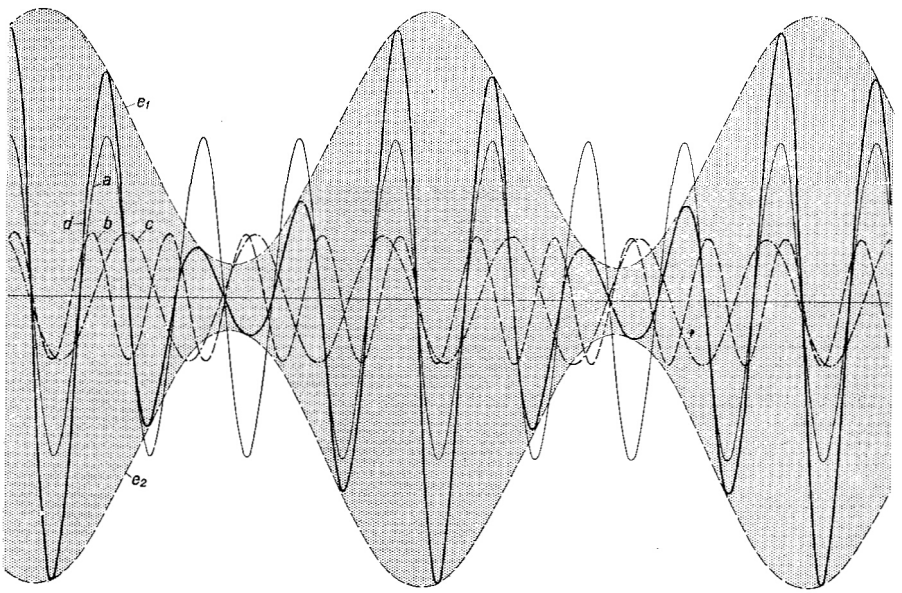


Fig. 89b

Voorstelling van een gemoduleerde H.F.-trilling d, samengesteld uit een draaggolf a en de hierbij behoorende zijgolven b en c. De omhullende lijnen e_1 en e_2 zijn eveneens aangegeven.

———————: draaggolf a.
— — — — — — —: zijbandcomponent b.
—.—.—.—.—.—.—: zijbandcomponent c.
———————: resulteerende H.F. trilling d.
— — — — — — —: omhullenden e_1 en e_2.

2000—1000 m), tusschen 500 en 1500 kHz (middengolfgebied: golflengte 600—200 m) en tusschen 6000 kHz en 30 MHz (kortegolfgebied: golflengte 50—10 m). Voor televisieoverdracht worden frequenties tusschen 40 en 100 MHz (7,5—3 m) en voor ultrakortegolfuitzendingen frequenties van 60 MHz tot 300 MHz (5—1 m) en hooger gebruikt. Voor decimeter- en centimeteruitzendingen (golflengte bijv. 30 cm of 6 cm) zijn de frequenties nog aanmerkelijk hooger.

b) **Signalen, waarvan de frequentie wordt gemoduleerd** [1])

In den laatsten tijd bestaat groote belangstelling voor toepassing van de reeds vroeger bekende frequentiemodulatie, die, dank zij de moderne technische hulpmiddelen, aan beteekenis heeft gewonnen. Ze biedt groote mogelijkheden voor ongestoorde overbrenging van het uitgezonden signaal. Bij frequentiemodulatie wordt een opgewekte H.F. trilling zoodanig gemoduleerd, dat niet de amplitude van deze trilling, maar de frequentie ervan in het rhythme van een laagfrequente modulatie varieert. De sterkte van de modulatie wordt bepaald door de grootte van de frequentieafwijking ten opzichte van een gemiddelde vaste hooge frequentie, waaromheen de frequentieafwijking symmetrisch schommelt; het rhythme van de modulatie bepaalt de frequentie van de frequentieafwijking, waarin deze om de gemiddelde waarde schommelt. De amplitude van de H.F. trilling blijft hierbij dus constant.

Indien ω_0 de cirkelfrequentie van het ongemoduleerde H.F. signaal voorstelt ($\omega_0 = 2\pi f_0$) en p de cirkelfrequentie van een sinusvormige modulatiespanning ($p = 2\pi f_M$), zal de frequentie volgens de bovenstaande beschrijving van de frequentiemodulatie p maal per secunde tusschen $\omega_0 + \Delta\omega_0$ en $\omega_0 - \Delta\omega_0$ varieeren, waarbij $\Delta\omega_0$ evenredig is met de amplitude van de L.F. modulatiespanning.

$\Delta\omega_0$ is de amplitude van de frequentieafwijking van een gemiddelde frequentie ω_0, en bij een sinusvormige modulatie verloopt de frequentie als functie van den tijd dus volgens de vergelijking:

$$\omega = \omega_0 + \Delta\omega_0 \cos pt. \tag{6}$$

In deze formule noemt men ω de **momenteele waarde van de frequentie** van het signaal, waarvan de frequentie wordt gemoduleerd. Men kan nu afleiden, dat een golf, waarvan de frequentie een dergelijke momenteele waarde heeft, door de vergelijking:

$$v = V_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta\omega_0}{p} \sin pt\right) \tag{7}$$

wordt voorgesteld.

[1]) Zie ook Th. J. Weijers, „Recente ontwikkelingen betreffende frequentiemodulatie", Tijdschr. v. h. Ned. Radiogenootschap **8**, 1940, blz. 315—364, en het literatuuroverzicht op blz. 105.

Wordt $\frac{\Delta\omega_0}{p}$ door de letter m vervangen, die men den **modulatie-index** noemt, dan verkrijgt men:

(8) $$v = V_0 \cos (\omega_0 t + m \sin pt),$$

waarin:

v = momenteele waarde van de spanning,
V_0 = amplitude van de ongemoduleerde H.F. spanning,
ω_0 = cirkelfrequentie van de ongemoduleerde H.F. spanning,
p = cirkelfrequentie van de moduleerende trilling,
m = modulatie-index =

$$\frac{\text{amplitude van de frequentieafwijking}}{\text{frequentie van de frequentieafwijking}} = \frac{\Delta\omega_0}{p}.$$

Uit de vergelijking (8) blijkt, dat de fase $\omega_0 t$ van de ongemoduleerde draaggolf door een L.F. trilling m sin pt is gemoduleerd; om deze reden spreekt men ook van **fasemodulatie.** Men kan den modulatie-index m op verschillende wijzen vastleggen. In het geval, dat de amplitude $\Delta\omega_0$ onafhankelijk is van de frequentie p van het moduleerende L.F. signaal, maar wel evenredig is met de amplitude van dit L.F. signaal, spreekt men van **frequentiemodulatie.**

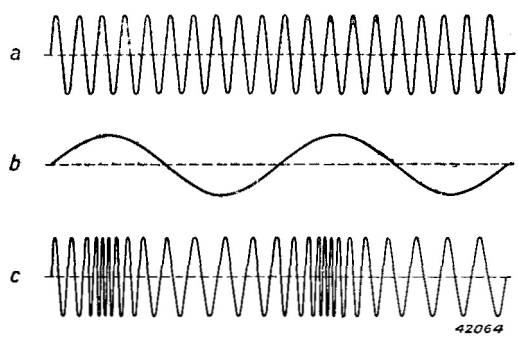


Fig. 90
a) Ongemoduleerde H.F. trilling.
b) Moduleerende L.F. trilling.
c) Trilling, waarvan de frequentie is gemoduleerd.

In fig. 90 wordt, als functie van den tijd, een golf gegeven, waarvan de frequentie is gemoduleerd. Fig. 90a stelt de H.F. trilling voor, fig. 90b de moduleerende L.F. trilling en fig. 90c de H.F. trilling, waarvan de frequentie is gemoduleerd.

Het signaal, waarvan de frequentie is gemoduleerd, kan een aanzienlijke bandbreedte innemen. Door ontleding van vergelijking (8) verkrijgt men namelijk:

(9) $$V_0 \cos (\omega_0 t + m \sin pt) = f_1 V_0 \cos \omega_0 t +$$
$$+ f_2 V_0 \{\cos (\omega_0 + p) t - \cos (\omega_0 - p t\} +$$
$$+ f_3 V_0 \{\cos (\omega_0 + 2p) t + \cos (\omega_0 - 2p) t\} +$$
$$+ f_4 V_0 \{\cos (\omega_0 + 3p) t - \cos (\omega_0 - 3p) t\} + \ldots\ldots \text{enz.}$$

De factoren f_1, f_2, f_3, f_4 .... enz. zijn van de grootte van m afhankelijk en kunnen wiskundig worden bepaald. Voor kleine waarden van m ($m \ll 1$) wordt $f_1 = 1$, $f_2 = \frac{m}{2}$, terwijl f_3 evenredig wordt met m^2, f_4 met m^3, enz. Dus worden de factoren f_3 en hooger uiterst klein en luidt de vergelijking (9) dientengevolge, bij verwaarloozing van deze factoren:

$$(10) \quad V_0 \cos(\omega_0 t + m \sin pt) = V_0 \cos \omega_0 t + \tfrac{1}{2} m V_0 \cos(\omega_0 + p)t - \\ + \tfrac{1}{2} m V_0 \cos(\omega_0 - p)t$$

Men verkrijgt dan weer, evenals bij de amplitudemodulatie, een draaggolf met twee zijgolven, waarvan de eene zijgolf echter tegengesteld in fase is t.o.v. de overeenkomstige bij amplitudemodulatie. De bandbreedte is in dat geval dus gelijk aan het tweevoud van de modulatiefrequentie $\frac{p}{2\pi}$. Bij grootere waarden van m worden de factoren f_3, f_4, enz. echter grooter en mogen de zijgolven met de frequenties $(\omega_0 + 2p)$, $(\omega_0 - 2p)$, $(\omega_0 + 3p)$, $(\omega_0 - 3p)$ enz, die dus steeds een geheel veelvoud van de modulatiefrequentie p hooger of lager dan de grondfrequentie ω_0 liggen, niet meer worden verwaarloosd; in dat geval is een frequentiespectrum van zijgolven aanwezig, waarin alle frequenties op een afstand gelijk aan de modulatiefrequentie p van elkaar liggen. De bandbreedte, die in beslag wordt genomen, is dan veel grooter.

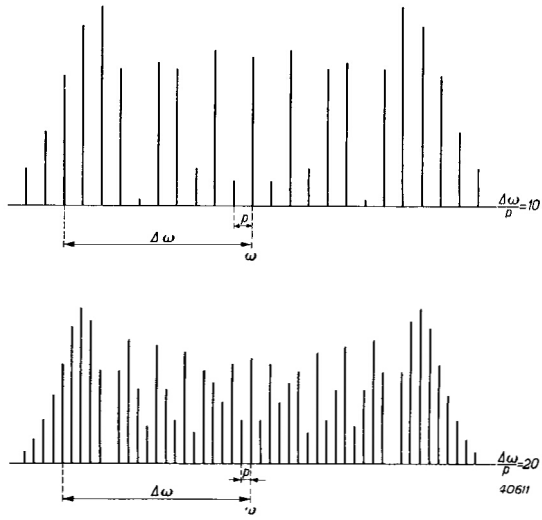


Fig. 91

Ontleding van een frequentiegemoduleerde draaggolf in de afzonderlijke frequenties, voor een modulatie-index m = 10 en m = 20. Op de horizontale as is de frequentie, op de verticale as de relatieve amplitude van de afzonderlijke frequentiecomponenten lineair uitgezet.

Nu moet men, om met frequentiemodulatie een behoorlijke storingsvrijheid te krijgen, $\Delta\omega_0$, en dus ook de modulatie-index m, groot kiezen ($mp = \Delta\omega_0$). Meestal kiest men daarom een waarde van den modulatie-index, die grooter is dan 10, en er ontstaat dan, bij een hooge waarde van de modulatiefrequentie, een frequentie-

spectrum van aanzienlijke breedte. Fig. 91 toont een frequentiespectrum voor m = 10 en voor m = 20 [deze frequentiespectra volgen uit een wiskundige berekening van de factoren f_1, f_2, f_3 enz. van vergelijking (9)]. Uit deze figuur blijkt, dat bij een groote waarde van den modulatie-index m een bandbreedte in beslag wordt genomen, die weliswaar grooter is dan het tweevoud der frequentieafwijking $\Delta\omega_0$, maar die toch practisch als gelijk aan $2\Delta\omega_0$ aangenomen kan worden. De amplituden van de frequenties, die buiten dezen band liggen, zijn zoo klein, dat zij kunnen worden verwaarloosd. Men vindt dus bij m = 10 en een hoogste modulatiefrequentie van p = 10 000 Hz, dat het frequentiespectrum een bandbreedte B van 2 × 10 × 10 000 Hz = 200 kHz in beslag neemt.
Bij amplitudemodulatie is de bandbreedte, die met een hoogste modulatiefrequentie van 10 000 Hz overeenkomt, gelijk aan 20 000 Hz. Vanwege de aanzienlijke bandbreedten, die, om met frequentiemodulatie een behoorlijke storingsvrijheid te krijgen, noodzakelijk zijn, gebruikt men bij frequentiemodulatie voor de draaggolf hooge frequenties, bijvoorbeeld in de orde van grootte van 40 MHz (7,5 m).
In het middengolfgebied van den omroep (500—1500 kHz) kan een bandbreedte van 200 kHz niet worden ondergebracht; daarom biedt frequentiemodulatie voor dit gebied geen voordeelen boven amplitudemodulatie en verdient de laatste wegens haar eenvoud de voorkeur.
In het kortegolfgebied (ca. 40 MHz) biedt frequentiemodulatie echter groote voordeelen tegenover amplitudemodulatie. Deze zijn:

1) minder storing door ruisch;

2) minder storing door niet al te sterke atmosferische storingen en andere stootsgewijze optredende storingen;

3) minder storing door andere zenders;

4) de mogelijkheid een weergave van zoo goed mogelijke kwaliteit te bereiken, zonder de selectiviteit te schaden;

5) goede ontvangst bij een aanmerkelijk kleinere veldsterkte van de golf op de plaats van ontvangst.

Deze voordeelen kunnen worden bereikt onder voorwaarde, dat:

1) de frequentieafwijking $\Delta\omega_0$ aanmerkelijk grooter wordt gekozen dan de hoogste modulatiefrequentie p, bijv. $\Delta\omega_0 > 10p$;

2) de afstand tusschen de frequenties van twee naast elkaar liggende draaggolven ten minste gelijk aan 2 $\Delta\omega_0$ wordt gekozen;

3) in het ontvangtoestel bijzondere maatregelen worden getroffen; hierop wordt verderop nog teruggekomen.

§ 2. Beknopte uiteenzetting van de werking van het ontvangtoestel

In het bovenstaande werd de vorm van de signalen in de ontvangantenne beschreven. Het ontvangtoestel heeft tot taak, deze zeer zwakke signalen te versterken, te detecteeren (d.w.z. de modulatiespanningen weer uit de gemoduleerde H.F. spanning te voorschijn te roepen) en de op deze wijze verkregen modulatiespanningen zoodanig te versterken, dat de luidspreker van het toestel acoustische golven van voldoende sterkte uitzendt. In het kort is het procédé in het ontvangtoestel nu zoo, dat de gemoduleerde H.F. spanning, die het gewenschte programma draagt, door één of meer afgestemde kringen, die uit spoelen en condensatoren bestaan, wordt afgezonderd en daarna, meestal door één of meer buizen, wordt versterkt. Tusschen de afzonderlijke buizen bevinden zich weer afgestemde kringen, die ervoor zorgen, dat het gewenschte signaal met zijn zijbanden goed van de andere in de antenne aanwezige signalen met hun zijbanden wordt gescheiden.
Deze versterking noemt men **H.F. versterking;** zij heeft in **H.F. buizen** plaats. Na voldoende H.F. versterking door één of meer buizen, volgt de detectie of gelijkrichting in een **detectorbuis.** In den detectortrap wordt de gemoduleerde draaggolfspanning in de modulatiespanning omgezet, d.w.z. de oorspronkelijke modulatiefrequentie en -sterkte worden hierin te voorschijn gebracht, en de draaggolffrequentie verdwijnt. Over den uitgang van dezen trap komen dus uitsluitend nog de L.F. wisselspanningen te staan. Deze worden dan in één of meer **L.F. versterkingsbuizen** zoodanig versterkt, dat zij aan den ingang van een **eindversterkingsbuis** of **eindbuis** voldoende sterk zijn, om het gewenschte vermogen aan den luidspreker of aan de andere weergavetoestellen te leveren.
Fig. 92 geeft een schematische voorstelling van de wijze, waarop de verschillende deelen of **trappen** van een ontvangtoestel elkaar opvolgen. Een dergelijk toestel noemt men een **cascade-ontvangtoestel.** Hierin wordt zoogenaamde **rechtstreeksche H.F. versterking** toegepast. Volgens dit principe worden alleen nog maar eenvoudige toestellen vervaardigd. Meestal worden zoowel groote als kleine moderne ontvangtoestellen volgens het superheterodyne principe vervaardigd. **Superheterodyne ontvangst** berust op het feit, dat in een bepaalden H.F. trap een onge-

moduleerde H.F. trilling, die in het toestel zelf in een z.g. oscillatorbuis wordt opgewekt, en waarvan de frequentie iets van die van de te ontvangen draaggolffrequentie afwijkt, met het afgestemde H.F. signaal wordt gemengd. De buis, waarin deze menging plaats vindt, heet **meng-**

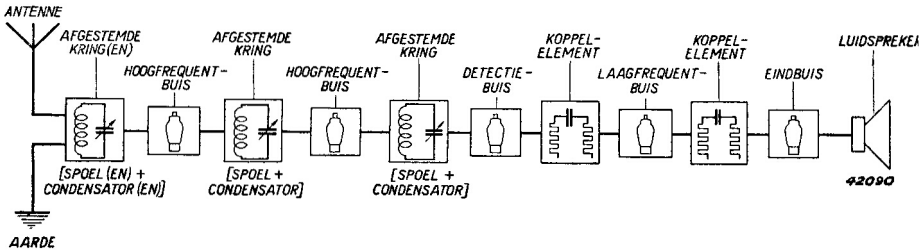


Fig. 92
Schematische voorstelling van de verschillende deelen, waaruit een cascade-ontvangtoestel voor signalen, waarvan de amplitude wordt gemoduleerd, bestaat.

buis. Hierin ontstaan nieuwe frequenties, waarvan er één gelijk is aan het verschil van de frequenties van de beide gemengde trillingen, dus van de ontvangen H.F. trilling en van de ter plaatse opgewekte trilling; deze verschilfrequentie is na de menging de draagster van de modulatie van het oorspronkelijke H.F. signaal geworden. De frequentie van de ter plaatse opgewekte wisselspanning wordt steeds een bepaald constant bedrag hooger of lager gekozen dan de frequentie van het afgestemde antennesignaal. Daar de verschilfrequentie dan steeds dezelfde waarde heeft, kan deze door kringen met een vaste afstemming (die dus zonder variabele condensatoren werken) worden afgezonderd en met behulp van buizen versterkt. Men noemt dit signaal met de verschilfrequentie het **middenfrequentsignaal;** dit wordt in den M.F. versterker door middel van één of meer **M.F. versterkingsbuizen** versterkt, tot de spanningen voldoende groot zijn, om in den detector of gelijkrichter de modulatiefrequenties te kunnen doen ontstaan. In radiotoestellen wordt doorgaans een middenfrequentie van ongeveer 125 of 475 kHz toegepast. In televisie-ontvangtoestellen kiest men de middenfrequentie aanmerkelijk hooger, evenals soms in ultrakortegolf-ontvangtoestellen. De modulatiespanningen worden na de detectie, evenals bij cascade-ontvangtoestellen, in den L.F. versterker verder versterkt en naar de eindbuis geleid.

De H.F. trilling kan, alvorens in een mengtrap met de ter plaatse opgewekte trilling te worden gemengd, hetzij in één of meer H.F. trappen worden versterkt, dan wel rechtstreeks via één of enkele afgestemde

kringen naar den mengtrap worden gevoerd. Eenvoudige superheterodyne toestellen hebben in het geheel geen H.F. trap, terwijl meer gecompliceerde toestellen van één, of, bij wijze van hooge uitzondering, van meer H.F. trappen zijn voorzien. De ter plaatse opgewekte ongemoduleerde H.F. spanning noemt men de **oscillatorwisselspanning.** Deze wordt opgewekt met behulp van een buis (de oscillatorbuis), een afgestemden kring (variabele condensator + spoel) en een terugkoppelspoel. In fig. 93 wordt een schematische voorstelling gegeven van het principe van een superheterodyne toestel.

Volgens de hierboven gegeven uiteenzettingen wordt het H.F. antennesignaal in het superheterodyne toestel eerst al of niet hoogfrequent versterkt; deze eventueele versterking heeft plaats in de **H.F. buis.** Vervolgens wordt het versterkte H.F. signaal in de **mengbuis** gemengd met de oscillatorspanning, die in de **oscillatorbuis** wordt opgewekt, zoodat

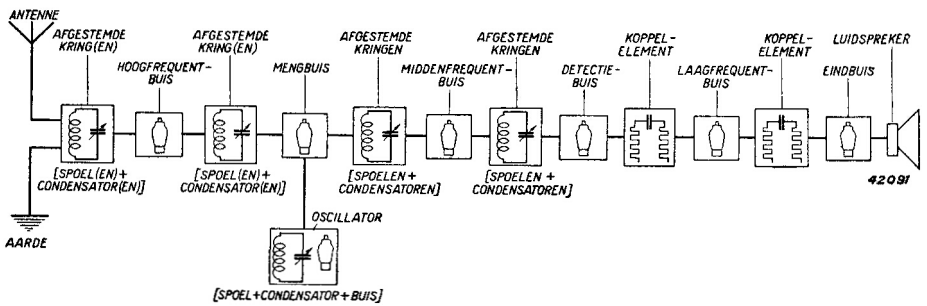


Fig. 93

Schematische voorstelling van de verschillende deelen, waaruit een superheterodyne ontvangtoestel voor signalen, waarvan de amplitude wordt gemoduleerd, bestaat.

over den uitgang van de mengbuis het M.F. signaal komt te staan. Dit wordt door één of, bij uitzondering, door meer **M.F. buizen** versterkt en naar de **detectorbuis** gevoerd. Het L.F. signaal, dat op deze wijze wordt verkregen, wordt dan in de **L.F. buizen** en in de **eindbuis** verder versterkt en naar den luidspreker gevoerd.

Er bestaat vanzelfsprekend een aantal varianten op deze grondtypen, bijvoorbeeld ontvangtoestellen, die zonder H.F. versterking werken en waarin het antennesignaal rechtstreeks over een afgestemden kring en aan de detectorbuis komt te liggen.

De bovenstaande korte uiteenzetting over de samenstelling van ontvangtoestellen geldt zoowel voor signalen, waarvan de amplitude, als voor die, waarvan de frequentie wordt gemoduleerd. Bij ontvangst van signa-

len, waarvan de frequentie wordt gemoduleerd, is de detectortrap echter gecompliceerder, daar het signaal, waarvan de frequentie is gemoduleerd, alvorens in den feitelijken detector te kunnen worden gelijkgericht, moet worden veranderd in een signaal, waarvan de amplitude is gemoduleerd. Deze verandering heeft plaats in een zoogenaamden **omvormertrap** of frequentiedetector. Deze trap kan in principe uit een serieschakeling van een weerstand, een zelfinductie en een capaciteit bestaan (zie ook fig. 94).

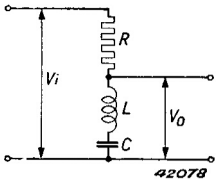


Fig. 94
Omvormertrap (frequentiedetector) voor het veranderen van een ingangssignaal, waarvan de frequentie is gemoduleerd, in een signaal, waarvan de amplitude is gemoduleerd.
Bij juiste keuze van de waarden R, L en C verkrijgt men met dezen trap een uitgangsspanning V_o, die lineair afhangt van de frequentie van de ingangsspanning V_i, mits de amplitude van V_i constant is.

Bij juiste keuze van de waarden van den weerstand R, de zelfinductie L en de capaciteit C, verkrijgt men een uitgangsspanning, V_o, die lineair afhangt van de frequentie van de ingangsspanning V_i (zie fig. 95), mits de amplitude van V_i hierbij voor alle frequenties gelijk is. Uit fig. 95 blijkt, dat de amplitude van de uitgangswisselspanning afhankelijk is van de frequentie ω der ingangswisselspanning, indien de karakteristiek van den omvormertrap verloopt, zooals door deze figuur wordt voorgesteld.
Ten einde de voordeelen van frequentiemodulatie in verband met atmosferische storingen en dergelijke ten volle te benutten, laat men aan den omvormertrap een zoogenaamden **begrenzingstrap** voorafgaan of past men frequentietegenkoppeling toe. Het zou te ver voeren, hier op de theorie van de storingsbegrenzing door toepassing van deze maatregelen in te gaan.
Een begrenzingstrap wordt veelvuldig toegepast en heeft ten doel, aan den omvormertrap, ongeacht alle mogelijke storingen, signalen van constante amplitude toe te voeren. De karakteristiek ervan verloopt zooals door fig. 96 wordt voorgesteld. Door storingen zullen namelijk doorgaans zoowel de amplitude als de frequentie van de ontvangen draaggolf worden gemoduleerd. Indien men nu, door begrenzing van de amplitude, ervoor zorgt, dat geen amplitudemodulatie meer aanwezig is, zal achter den amplitudebegrenzer alleen nog de frequentiemodulatie

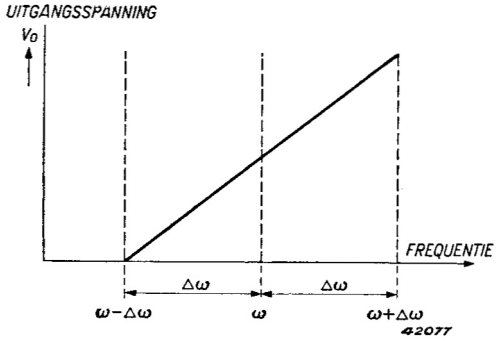


Fig. 95
Karakteristiek van den omvormertrap, die in fig. 94 wordt voorgesteld (uitgangsspanning als functie van de frequentie ω, bij een constante amplitude V_i van het ingangssignaal).

van de storing aanwezig zijn. Nu worden de amplituden van de frequentieafwijkingen in de moderne systemen voor frequentiemodulatie zeer groot gehouden ($m > 10$), waardoor de frequentieafwijkingen, die door de storingen worden geïntroduceerd, in vergelijking tot de frequentieafwijkingen, die door de L.F. modulatie worden veroorzaakt, uiterst klein worden. Fig. 97 geeft het gedeelte weer, dat van een signaal, waarvan de amplitude wordt gemoduleerd, overblijft, nadat dit een amplitudebegrenzer heeft doorloopen. Bij A en B zijn de amplituden kleiner dan de drempelwaarde V_i' (zie ook fig 96) van den amplitudebegrenzer. Ten einde te voorkomen, dat het signaal storingen bevat, die van amplitudemodulatie afkomstig zijn, mag de amplitude niet onder deze drempelwaarde dalen. Aan den amplitudebegrenzer moet dus een signaal worden toegevoerd, dat voldoende versterkt is, opdat bij vrijwel alle door storingen veroorzaakte modulatiediepten achter den amplitudebegrenzer niets van de storingsmodulatie overblijft.

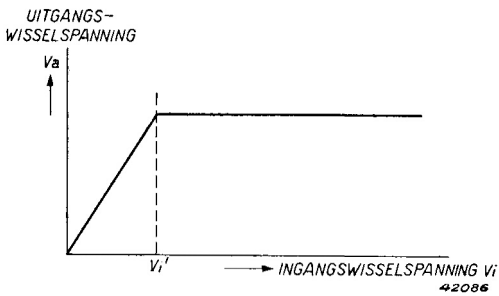


Fig. 96
Karakteristiek van een trap ter begrenzing van de amplitude voor signalen, waarvan de frequentie wordt gemoduleerd (amplitude van het uitgangssignaal V_a als functie van de amplitude van het ingangssignaal V_i).

In fig. 98 wordt een schematische voorstelling gegeven van de trappen, waaruit een superheterodyne ontvangtoestel voor frequentiegemoduleerde signalen bestaat.

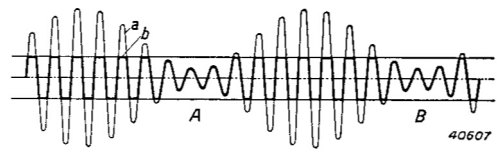


Fig. 97
Dun getrokken lijn a: Signaal, waarvan de amplitude wordt gemoduleerd.
Dik getrokken lijn b: Signaal, nadat dit den amplitudebegrenzer heeft doorloopen.

§ 3. Voeding van de toestellen

Het ontvangtoestel moet worden gevoed, d.w.z. er moet stroom worden toegevoerd, om de ontvangbuizen te doen werken. Deze stroom wordt doorgaans aan het gelijk- of wisselstroomnet onttrokken, maar soms ook door accumulatoren of droge batterijen geleverd. De meeste ontvangtoestellen worden heden ten dage uit het wisselstroomnet gevoed. Daar de buizen, met uitzondering van de gloeidraadvoeding, uitsluitend met gelijkspanningen mogen werken, moet de wisselspanning van het net in gelijkspanning worden omgezet. Meestal zal de **nettransformator** de wisselspanning van het net op een hoogere

waarde transformeeren, bijv. 300 V, waarna de aldus verkregen spanning door een **gelijkrichtbuis** in gelijkspanning wordt omgezet. De gelijkspanning, die de gelijkrichtbuis levert, kan echter niet zonder meer in het ontvangtoestel worden toegepast, daar deze nog een wisselstroomcomponent bevat, die in de er op volgende afvlakketen (smoorspoel of weerstand met condensatoren) wordt onderdrukt. In hoofdstuk XXXI zal nog uitvoeriger op de voeding der buizen worden teruggekomen. Verder wordt naar hoofdstuk XVIII verwezen, waarin netspanningsgelijkrichters worden behandeld.

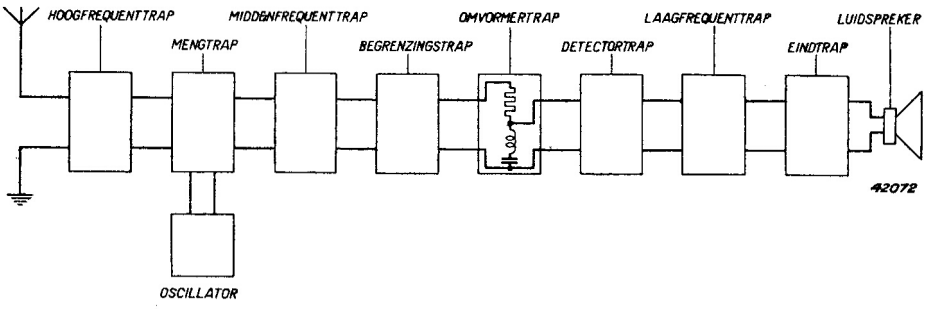


Fig. 98
Schematische voorstelling van een superheterodyne ontvangtoestel voor frequentiegemoduleerde signalen.

§ 4. Opsomming van enkele taken, die de buizen moeten vervullen.

Behalve voor de hierboven genoemde functies, worden buizen, vooral in gecompliceerde ontvangtoestellen, ook voor hulpdoeleinden toegepast, bijvoorbeeld voor het versterken van regelspanningen en dergelijke. Uit het bovenstaande blijkt, dat de buis zeer verschillende taken in het ontvangtoestel moet vervullen. De eischen, die men aan een buis stelt, loopen dus, al naar gelang haar taak, zeer sterk uiteen, en zijn voor een H.F. buis geheel anders dan voor een eindbuis. In de radiotoestellen onderscheidt men:

1) H.F. versterkingsbuizen,
   M.F. versterkingsbuizen,
2) mengbuizen,
3) oscillatorbuizen,
4) detectorbuizen,
5) L.F. versterkingsbuizen,
6) eindbuizen,

7) gelijkrichtbuizen,

8) electronenstraal-indicatorbuizen (op de beteekenis hiervan wordt later nog teruggekomen).

Soms worden buizen voor verschillende taken gecombineerd en in één ballon ondergebracht. In dat geval spreekt men van **combinatiebuizen.** Dit is dikwijls het geval bij eindpenthoden of L.F. versterkingsbuizen, die ook nog een detectorsysteem bevatten. Ook wordt een mengbuis dikwijls met een oscillatorbuis gecombineerd.

Literatuur

1) Carson. Notes on the theory of modulation, Proceedings of the Institute of Radio Engineers **10**, 1922, blz. 57—83.

2) Balth. van der Pol, Frequentiemodulatie, Tijdschr. v. h. Ned. Radiogenootschap **4**, 1929, blz. 57—70.

3) Th. J. Weijers, Recente ontwikkelingen betreffende frequentiemodulatie, Tijdschr. v. h. Ned. Radiogenootschap **8**, 1940, blz. 315—364.

4) H. Roder, Über Frequenzmodulation, Telefunken Ztg. X, **53**, 1929 blz. 48—54.

5) Armstrong, A method of reducing disturbances in radio signaling by a system of frequency modulation, Proc. I.R.E. **24**, 1936, blz. 689—740.

6) Carson and Fry, Variable frequency electric circuit theory, Bell System Technical Journal **16**, 1937, blz. 513—540.

7) Carson, Theory of the feedback receiving circuit, Bell Syst. Techn. Journ. **18**, 1939, blz. 395—403.

8) J. L. Chaffee, The application of negative feedback to frequency modulation systems, Proc. I.R.E. **27**, 1939, blz. 317—331 en Bell Syst. Techn. Journ. **18**, 1939, blz. 404—437.

HOOFDSTUK X

Schematische voorstelling van de electroden in de radiobuis

In het voorafgaande werd de samenstelling van de radiobuis reeds uiteengezet. In schakelschema's moeten deze buizen schematisch worden voorgesteld. De concentrische opstelling van de verschillende electroden kan hierbij moeilijk tot uitdrukking worden gebracht. Fig. 99 toont, hoe een buis met een kathode en een anode schematisch wordt voorgesteld. Indien de buis een stuurrooster heeft, wordt dit rooster voorgesteld door een stippellijn tusschen kathode en anode (fig. 100). Indien verscheidene roosters concentrisch om de kathode zijn gerangschikt, worden deze in de schematische voorstelling in de desbetreffende volgorde van binnen naar buiten, van de kathode naar de anode, geteekend en genummerd. Rooster 1 is dus het rooster, dat het dichtst bij de kathode ligt (zie fig. 101).

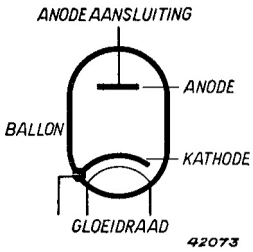


Fig. 99
Schematische voorstelling van een diode.

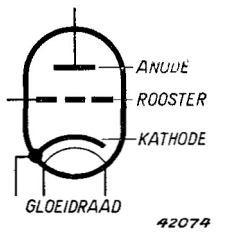


Fig. 100
Schematische voorstelling van een triode.

De verschillende electroden worden door letters aangeduid:
de gloeidraad door f,
de kathode door k,
het eerste rooster door g_1,
het tweede rooster door g_2,
de anode door a, enz.

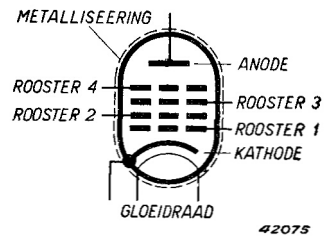


Fig. 101
Schematische voorstelling van een buis met verscheidene roosters.

Bij de aanduiding van de spanningen, stroomen, enz. van de verschillende electroden, past men deze letters als indices toe.
Zoo wordt de anodespanning door V_a aangeduid, de spanning van het tweede rooster door V_{g2}, de kathodestroom door I_k.

HOOFDSTUK XI

Benaming van de verschillende typen buizen en beknopte aanduiding van de toepassing ervan in ontvangtoestellen

De buizen, die in radio-ontvangtoestellen worden toegepast, onderscheiden zich onder meer door hun constructie en door het aantal electroden, die beide verband houden met het doel, waaraan de buizen in het toestel moeten beantwoorden. Het is gebruikelijk, de buizen, al naar gelang het aantal electroden, in groepen te verdeelen, daar dit reeds een algemeenen indruk geeft van de werking. Bij indirect verhitte buizen wordt daarbij de gloeidraad niet meegeteld.

§ 1. Dioden

Een diode is een buis met twee electroden, namelijk met slechts één kathode en één anode. Dioden zijn dus buizen zonder stuurelectroden.

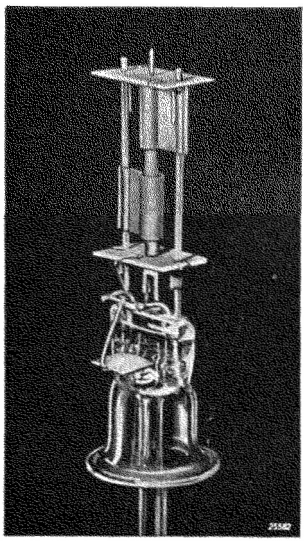


Fig. 102
Electrodensysteem van de duodiode CB 2.

Een **duodiode** of dubbele diode is een buis, die uit twee afzonderlijke dioden in denzelfden ballon bestaat. Doorgaans heeft een dergelijke duodiode slechts één kathode, omgeven door de anoden in den vorm van twee onder elkaar aangebrachte cilinders (bij een verticale opstelling van de kathode) (zie fig. 102). Voor de beide dioden wordt dan dezelfde kathode gebruikt. In vele gevallen wijkt de opstelling hiervan af, bijvoorbeeld bij gelijkrichtbuizen (buizen voor het gelijkrichten van den wisselstroom van het net; zie fig. 103).

In verband met de afwezigheid van een stuurrooster, komt een diode alleen in aanmerking voor gelijkrichting. De electronen kunnen uitsluitend van de kathode naar de anode vloeien en niet in omgekeerde richting. In ontvangtoestellen wordt deze gelijkrichtwerking in de eerste plaats gebruikt om de wisselspanning van het net gelijk te richten. In dat geval spreekt men niet van dioden, maar van gelijkrichtbuizen. Verder wordt van de gelijkrichtwerking der diode gebruik gemaakt, om uit het H.F. of M.F. signaal de modulatiefrequenties te doen ontstaan, in welk geval men van een **detectiediode** of kortweg van een diode spreekt (soms gebruikt

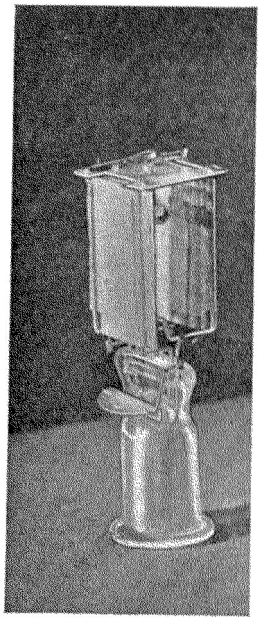


Fig. 103
Constructie van de dubbelfasige gelijkrichtbuis AZ 1.

men ook de benaming detector). In moderne ontvangtoestellen wordt de gelijkrichtwerking van de diode ook voor verschillende andere doeleinden, bijvoorbeeld voor de automatische volumeregeling gebruikt.

§ 2. Trioden

Indien zich tusschen de kathode en de anode één rooster bevindt, spreekt men van een triode. De reeds genoemde stuurwerking wordt door dit rooster veroorzaakt. Trioden worden in het ontvangtoestel voor L.F. versterking en als oscillator, voor het opwekken van de oscillatorspanning in superheterodyne ontvangtoestellen, gebruikt. Verder worden trioden ook wel als eindbuis uitgevoerd.

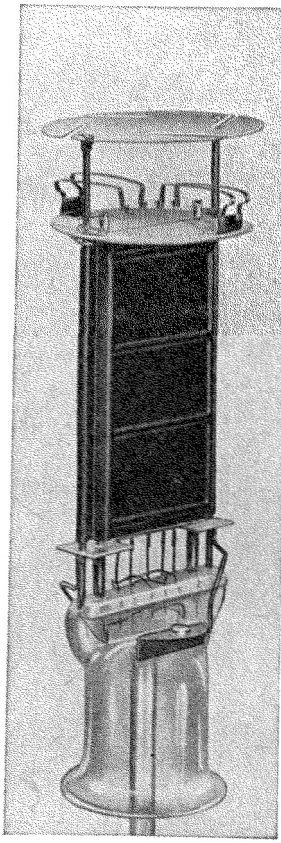


Fig. 104
Electrodensysteem van de direct verhitte eindtriode AD 1.

§ 3. Tetroden

Indien tusschen het stuurrooster en de anode van een triode een rooster wordt aangebracht, waaraan men een positieve potentiaal legt, spreekt men van een tetrode; een dergelijke buis heeft immers vier electroden. Dit tweede rooster noemt men **schermrooster.** Het eerste rooster wordt dan als stuurrooster gebruikt. De versterkingsmogelijkheden van een tetrode zijn aanzienlijk grooter dan die van een triode; door het schermrooster wordt tegelijkertijd de terugwerking van den anodekring op den stuurroosterkring in belangrijke mate verminderd. Tetroden of schermroosterbuizen werden doorgaans voor H.F. of M.F. versterking gebruikt. Tegenwoordig gebruikt men voor deze doeleinden echter nieuwere typen, zoodat zij vrijwel niet meer worden gefabriceerd.

Tetroden worden ook voor toepassing als eindbuis gemaakt, waarbij de electronenstroom in de ruimte tusschen schermrooster en anode wordt geconcentreerd. Door de verdichting van de

ruimtelading, die hiervan het gevolg is, wordt weinig hinder ondervonden van de secundaire emissie van de anode (zie de hoofdstukken XII en XIII).

Vroeger werd nog een ander soort tetroden toegepast, namelijk buizen met een stuurrooster en een ruimteladingsrooster. Het ruimteladingsrooster van deze buizen, dat zich tusschen het stuurrooster en de kathode bevindt, werd op een potentiaal gebracht, die iets positief t.o.v. de kathodepotentiaal was. Hierdoor verkreeg men een grooteren anodestroom dan anders bij een negatieve rooster- en lage anodespanning mogelijk zou zijn. Op deze wijze kon men bij een zeer lage anodespanning een bruikbare steilheid verkrijgen.

§ 4. **Penthoden**

Het derde rooster van een buis met vijf electroden (penthode) bevindt zich tusschen het schermrooster en de anode en wordt **vangrooster** genoemd. Het vangrooster wordt doorgaans hetzij met de kathode verbonden, dan wel rechtstreeks geaard. Soms wordt het vangrooster in de huls of in den ballon met de kathode verbonden. Penthoden gebruikt men voor H.F. of M.F. versterking, in welk geval men van **H.F. penthoden** spreekt. Vele H.F. penthoden zijn ook voor L.F. versterking geschikt. In dat geval kan men hiermee een aanmerkelijk grootere versterking bereiken dan met trioden (met normale H.F. penthoden kan een honderd- tot tweehonderdvoudige L.F. versterking worden verkregen). Penthoden zijn uitstekend geschikt voor toepassing als eindbuis, in welk geval men van **eindpenthoden** spreekt. De penthode is een van de meest verbreide typen en wordt in ontvangtoestellen voor de meest uiteenloopende doeleinden gebruikt.

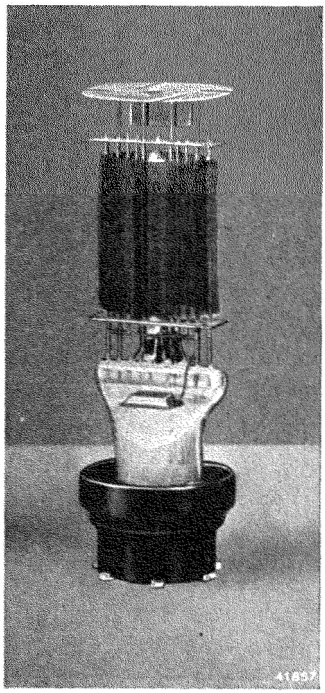


Fig. 105
Electrodensysteem van een moderne 18 W eindpenthode met groote steilheid.

§ 5. **Hexoden**

Een hexode is een buis met zes electroden, dus vier roosters. Het eerste en het derde rooster zijn als stuurrooster uitgevoerd, het tweede en het vierde rooster als schermrooster. Hexoden zijn geschikt voor toe-

passing als mengbuis in superheterodyne ontvangtoestellen. Het H.F. ingangssignaal wordt aan het eerste rooster en de in het toestel opgewekte oscillatorspanning aan het derde rooster gelegd. Beide signalen hebben invloed op den electronenstroom naar de anode, waardoor de gewenschte mengwerking wordt verkregen. Hexoden worden voornamelijk als mengbuis toegepast, maar kunnen ook voor H.F. en M.F. versterking worden gebruikt.

§ 6. **Heptoden**

Een heptode is een hexode, waarin als vijfde rooster een vangrooster tusschen het vierde rooster (schermrooster) en de anode is aangebracht. Heptoden worden, evenals hexoden, voornamelijk als mengbuis toegepast, maar soms ook voor H.F. of M.F. versterking gebruikt. Kort geleden werd nog een ander soort heptode ontwikkeld. Hierbij dient het eerste rooster om de electronenbanen te bundelen, terwijl het tweede als ruimteladingsrooster werkt; het derde rooster is een stuurelectrode, het vierde een schermrooster en het vijfde een vangrooster. Deze heptode is feitelijk een penthode, die om een ruimteladingsrooster is geconstrueerd en bij een zeer lage anodespanning nog goed voor L.F. en H.F. versterking kan worden gebruikt.

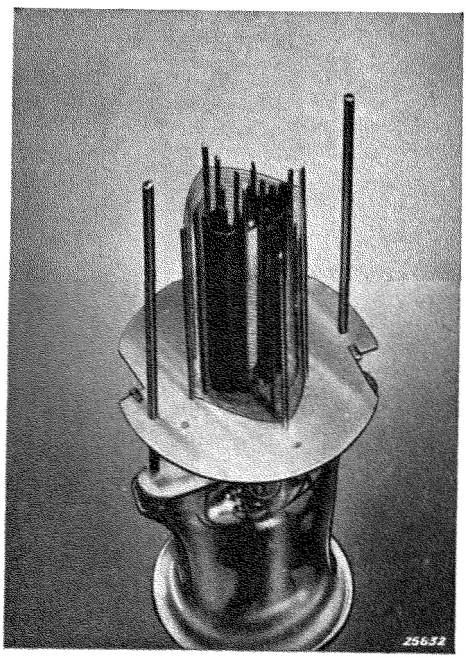


Fig. 106
Een opname van het electrodensysteem van een octode met vier electronenbundels. Het oscillatorrooster, de beide anodeplaatjes en het afschermblikje van het oscillatorgedeelte (electrode 3), het vierde rooster en het ruitvormige vijfde rooster kunnen duidelijk worden onderscheiden. Het zesde rooster en de anode zijn verwijderd.

§ 7. **Octoden**

Dit soort buizen bevat zes roosters. Octoden worden tegenwoordig uitsluitend voor toepassing als mengbuis vervaardigd. Het eerste en het tweede rooster worden bij een octode respectievelijk als stuurrooster en als anode van een triode voor het opwekken van de oscillatorspanning in superheterodyne ontvangtoestellen gebruikt en dienovereenkom-

stig gedimensioneerd. (Het eerste rooster wordt bijvoorbeeld op een afgestemden kring en het tweede op een terugkoppelspoel aangesloten.) Het derde en het vijfde rooster zijn schermroosters, het vierde rooster is een stuurrooster, waaraan het H.F. ingangssignaal wordt gelegd, terwijl het zesde rooster als vangrooster werkt.

§ 8. Gecombineerde buizen

Dikwijls worden verscheidene van de beschreven buissystemen in één ballon vereenigd. Een veelvuldig voorkomende combinatie is die van een duodiode met een penthode of een triode. In dat geval spreekt men van een **combinatiebuis.** Soms worden ook trioden met andere systemen gecombineerd. In de meeste gevallen hebben dergelijke systemen niet alleen een gemeenschappelijken ballon, maar ook hetzelfde kathodebuisje en denzelfden gloeidraad, respectievelijk dezelfde direct verhitte kathode. De systemen worden dan (bij een verticaal opgestelde kathode) onder elkaar om de kathode gemonteerd. Zoo kan, bij combinatie van twee systemen, voor het eene bijvoorbeeld de onderste helft van de kathode en voor het andere de bovenste helft worden gebruikt. Bij direct verhitte buizen stelt men de tezamen gemonteerde systemen dikwijls ook naast elkaar op en wordt voor elk systeem van een afzonderlijken gloeidraad gebruik gemaakt; de beide gloeidraden zijn dan in de buis hetzij in serie, dan wel parallel geschakeld. Combinatiebuizen bevatten tegenwoordig niet meer dan twee systemen [1]). Door een grooter aantal systemen in één ballon onder te brengen, zouden zich bij de vervaardiging groote moeilijkheden voordoen en zouden in de buis gemakkelijk ongewenschte koppelingen tusschen de systemen kunnen ontstaan. Bovendien zou men de geheele buis moeten vervangen, indien één systeem defect zou geraken, hetgeen betrekkelijk kostbaar zou zijn.
De combinatie van een duodiode met een L.F. versterkingstriode wordt **duodiode-triode** genoemd. De dioden worden gebruikt voor de detectie van het H.F. of M.F. signaal en voor de automatische volumeregeling, terwijl de triode als L.F. versterker met weerstandskoppeling wordt toegepast. Een andere veel voorkomende combinatie van duodioden is die met eindpenthoden **(duodiode-eindpenthode).** Verder combineert men duodioden ook wel met H.F. penthoden **(duodiode-H.F.penthode).** Het penthodesysteem doet dan bijvoorbeeld dienst als M.F. versterker van een superheterodyne ontvangtoestel, terwijl de beide dioden weer, evenals bij duodiode-trioden en duodiode-eindpenthoden, voor de detectie en de automatische volumeregeling worden gebruikt.

---

[1]) Hierbij wordt een dubbele diode als één systeem opgevat.

De combinatie van een triode met een hexode- of een heptodesysteem heeft ten doel, in een enkele buis de functies van oscillatorbuis voor het opwekken van de oscillatorspanning voor de superheterodyne ontvangst (triodesysteem) en van mengbuis voor de frequentietransformatie (hexode- of heptodesysteem) te vereenigen. **Triode-hexoden** en **triode-heptoden** vervullen dus dezelfde functies als octoden, namelijk het opwekken van de oscillatorspanning, gecombineerd met het mengen van het H.F. signaal met de opgewekte hulpspanning. Soms wordt ook wel een L.F. triode met een tetrode voor den eindtrap gecombineerd **(triode-eindtetrode).**

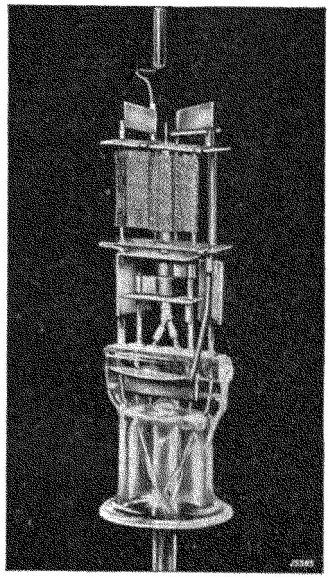


Fig. 107
Inwendige constructie van een duodiode-triode. In deze figuur kan men duidelijk onder het triodesysteem (boven) de beide cilindervormige diodeplaatjes onderscheiden, die door een afschermblikje van het triodesysteem zijn gescheiden.

HOOFDSTUK XII

Eigenschappen van de buizen

Een buis heeft eigenschappen, die men gedeeltelijk door karakteristieken of krommenscharen kan vastleggen. Deze karakteristieken moeten, indien mogelijk, zoodanig zijn, dat men er de eigenschappen van de buis bij verschillende bedrijfsomstandigheden van kan aflezen. Bij buizen voor spanningsversterking is het vooral van belang, hoe groot de versterking van de buis onder gegeven omstandigheden is. Bij eindbuizen is het veeleer van belang, welk vermogen de buis aan den luidspreker kan leveren.

Aan den ingang van de buis worden spanningen gelegd, en wel doorgaans wisselspanningen. Bij spanningsversterking wenscht men dan de wisselspanning te kennen, die bij een bepaalde anode-impedantie en roosterwisselspanning aan de anode wordt opgewekt, bij eindbuizen daarentegen het vermogen, dat de buis bij de gegeven roosterwisselspanning levert. Het geleverde vermogen kan worden berekend aan de hand van de wisselspanning aan de anode-impedantie van de eindbuis. Deze anodeweerstand of -impedantie van de eindbuis wordt gevormd door den luidspreker, die meestal door middel van een uitgangstransformator met de eindbuis is gekoppeld.

De karakteristieken van de buis moeten zoodanig worden opgenomen, dat de gegevens van de buis onafhankelijk van de anode-impedantie blijven, want deze laatste is juist een grootheid, die van geval tot geval verschilt. Men moet in staat zijn, met behulp van de karakteristieken de eigenschappen en werking van de buis voor een bepaalde anode-impedantie te bepalen. Onder de **bedrijfsvoorwaarden** verstaat men bijvoorbeeld de **instelling** van de buis, d.w.z. de verschillende gelijkspanningen, die men aan de electroden legt, en de **anode-impedantie,** die wordt toegepast.

§ 1. Anodestroom-roosterspanningskarakteristiek

Een anodestroom-roosterspanningskromme wordt veelal I_a/V_g karakteristiek genoemd. Om een dergelijke kromme te verkrijgen, moet men, bij een gegeven, constante gelijkspanning aan de anode, aan het eventueel aanwezige schermrooster en aan de andere eventueel aanwezige roosters, de stuurroosterspanning continu veranderen; hierbij wordt de anodestroom gemeten en het verloop van dezen stroom als functie van de roosterspanning uitgezet. Doorgaans gaat men bij het opnemen van een dergelijke kromme uit van een roosterspanning gelijk aan nul,

en verlaagt men deze tot de negatieve grenswaarde, waarbij de anodestroom tot nul is gedaald (althans uiterst klein is geworden). Het is minder gebruikelijk, den anodestroom van ontvangbuizen bij positieve waarden van de roosterspanning te meten. Met elke waarde van de roosterspanning komt een bepaalde anodestroom overeen (indien de spanningen aan de andere electroden constant blijven). Fig. 108 geeft een dergelijke I_a/V_g kromme van een triode.

Indien men, na de I_a/V_g kromme van een triode te hebben opgenomen, een andere anodespanning kiest, verkrijgt men een nieuwe I_a/V_g kromme, die naast de vorige kromme loopt. Meet men bij een groot aantal anodespanningen, dan verkrijgt men een schaar I_a/V_g krommen, waaruit een reeks eigenschappen kan worden afgeleid.

Fig. 115 en fig. 117 geven scharen van I_a/V_g karakteristieken van trioden te zien.

Zooals in het volgende hoofdstuk wordt uiteengezet, heeft de anodespanning bij hooge waarden slechts weinig invloed op den anodestroom van schermroosterbuizen. De anodestroom wordt dan, behalve door de stuurroosterspanning, voornamelijk door de schermroosterspanning bepaald. Daarom neemt men bij schermroosterbuizen de schaar van I_a/V_g krommen voor verschillende waarden van de schermroosterspanning op. Deze krommen gelden echter alleen, indien de anodespanning niet onder een bepaalde grens daalt.

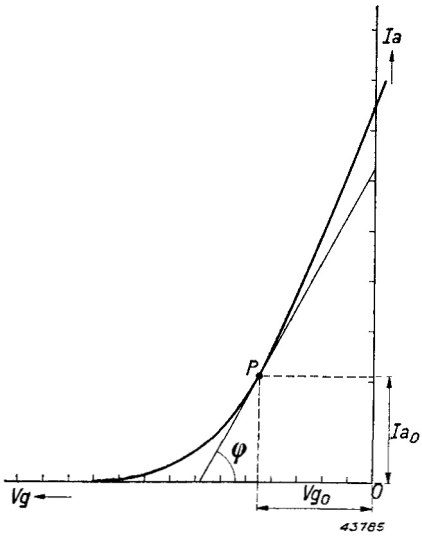


Fig. 108
I_a/V_g karakteristiek van een triode. De tangens van den hoek φ, die door de raaklijn in het punt P met de horizontale as (V_g-as) wordt gevormd, geeft de steilheid aan van de buis in dit punt.

§ 2. Steilheid van de buis

Van een buis interesseert het ons o.a. de toe- of afname van den anodestroom per volt stuurroosterspanningsverandering te kennen, daar deze wetenschap ons iets zegt over de sturende werking van het rooster. Men moet hierbij de anodespanning en de spanningen aan eventueele

andere roosters constant houden, daar men anders geen onderscheid kan maken tusschen de werking van het stuurrooster en die van de andere electroden, waarvan de spanningen varieeren. Daar de I_a/V_g karakteristiek van een buis het verband aangeeft tusschen den anodestroom en de roosterspanning bij constante spanningen aan de andere electroden, kan men de anodestroomvariatie per volt verandering van de stuurroosterspanning van deze karakteristiek aflezen. Dit quotiënt geeft ons een bepaald getal.

Bepaalt men echter het quotiënt van de anodestroom- en de roosterspanningsvariatie voor een kleinere of een grootere verandering van de roosterspanning dan 1 V, dan verkrijgt men een iets ander getal. Men is gewoon het quotiënt van een zeer kleine anodestroomvariatie $d\,I_a$ en de daarbij hoorende zeer kleine roosterspanningsvariatie $d\,V_g$ als kenmerkend getal te gebruiken. Dit geeft ons voor een triode de uitdrukking $\left(\frac{d\,I_a}{d\,V_g}\right)_{V_a\,=\,\text{const.}}$ Trekt men door een bepaald punt van de I_a/V_g kromme een raaklijn hieraan (fig. 108), dan geeft ons de tangens van den hoek, die deze raaklijn met de V_g-as vormt, het quotiënt $\frac{d\,I_a}{d\,V_g}$. Hoe grooter het quotiënt is, des te steiler verloopt de raaklijn, en men noemt het quotiënt $\frac{d\,I_a}{d\,V_g}$, **de steilheid** van de buis in het bepaalde punt (gegeven door de roosterspanning of den anodestroom, waarvan men bij een bepaalde anodespanning uitgaat). Uit fig. 108 blijkt verder, dat de steilheid van de buis bij verschillende roosterspanningen niet gelijk is. Deze neemt in het algemeen toe, naar gelang de negatieve roosterspanning kleiner wordt. De steilheid wordt doorgaans door het symbool S aangeduid. Volgens de definitie is:

$$(1) \qquad S = \left(\frac{d\,I_a}{d\,V_g}\right)_{V_a\,=\,\text{const.}}.$$

In tegenspraak met het bovenstaande meet men echter de steilheid van de buis vaak, door de roosterspanning 1 V te veranderen en de overeenkomstige verandering van den anodestroom te bepalen. Dit geeft bij benadering het quotiënt $\frac{d\,I_a}{d\,V_g}$.

Uit het bovenstaande volgt, dat de steilheid de dimensie heeft van een geleiding (het omgekeerde van een weerstand). Ze wordt meestal in mA/V of in μA/V opgegeven.

§ 3. Anodestroom-anodespanningskarakteristieken

Een anodestroom-anodespanningskromme wordt als I_a/V_a karakteristiek aangeduid. Een dergelijke kromme neemt men op, door bij een gegeven

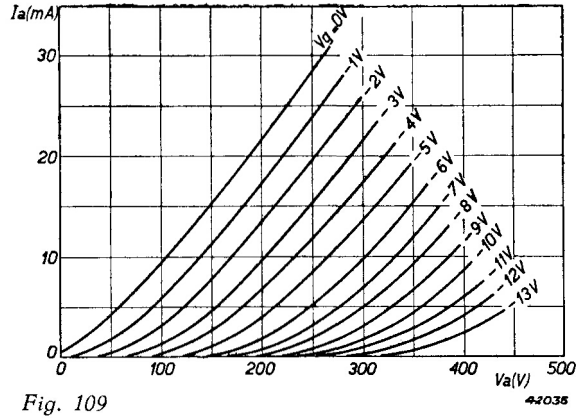


Fig. 109
I_a/V_a karakteristieken van een triode.

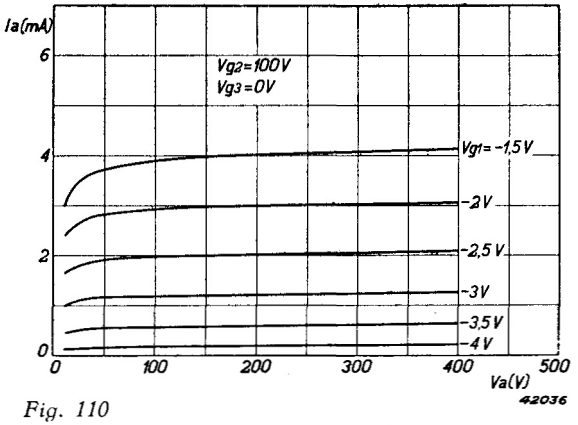


Fig. 110
I_a/V_a karakteristieken van een penthode.

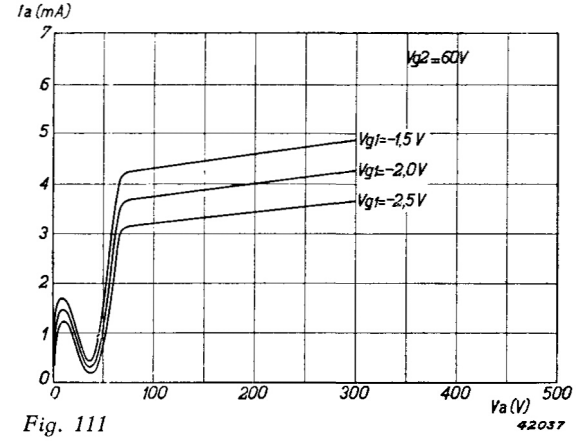


Fig. 111
I_a/V_a karakteristieken van een tetrode.

stuurroosterspanning en gegeven gelijkspanningen aan de andere eventueel aanwezige roosters voor elke anodespanning den overeenkomstigen anodestroom te meten. Door dergelijke I_a/V_a krommen voor verschillende waarden van de stuurroosterspanning uit te zetten (de eventueele schermroosterspanning blijft hierbij constant), verkrijgt men een schaar van I_a/V_a karakteristieken, zooals fig. 109 voor een triode, fig. 110 voor een penthode en fig. 111 voor een tetrode geeft. Bij schermroosterbuizen verkrijgt men bovendien voor elke schermroosterspanning een andere schaar van karakteristieken.

§ 4. Inwendige weerstand

Terwijl het eenerzijds interessant is, de anodestroomvariatie voor een bepaalde stuurroosterspanningsverandering te kennen, is het anderzijds ook van belang te weten, hoe groot de anodestroomvariatie voor een bepaalde anodespanningsverandering is. Deze wetenschap zegt ons dan

iets over den invloed van de anodespanning op den anodestroom bij een constante stuurroosterspanning en constante spanningen aan eventueele andere roosters. Verandert men namelijk de stuurroosterspanning in een bepaalde buisschakeling, dan zal in het algemeen, ten gevolge van de daardoor veroorzaakte anodestroomvariatie, ook de anodespanning veranderen (bijv. verandering van den spanningsval over een anode-serieweerstand). De I_a/V_a karakteristiek geeft het verband tusschen den anodestroom en de anodespanning bij constante spanningen aan de andere electroden; men kan dus van deze karakteristiek de anodestroomvariatie per volt anodespanningsverandering aflezen. Dit quotiënt, de anodespanningsvariatie, gedeeld door de bijbehoorende anodestroomvariatie, levert een bepaald getal op. Men is gewoon, evenals voor de steilheid, voor een gegeven punt van de I_a/V_a kromme het quotiënt van een zeer kleine anodespanningsvariatie dV_a, gedeeld door de bijbehoorende zeer kleine anodestroomvariatie dI_a, als kenmerkend getal te gebruiken. Dit geeft ons de uitdrukking $\left(\frac{dV_a}{dI_a}\right)_{V_g = \text{const.}}$

Trekt men door een bepaald punt van de I_a/V_a karakteristiek een raaklijn hieraan (fig. 112), dan levert de tangens van den hoek α, die deze raaklijn met de I_a as vormt, het quotiënt $\frac{dV_a}{dI_a}$ op. Dit quotiënt heeft de dimensie van een weerstand; het is de **wisselstroomweerstand** tusschen anode en

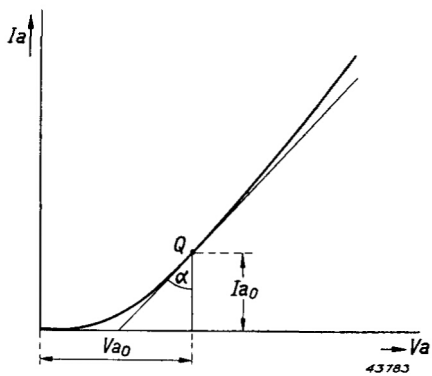


Fig. 112
I_a/V_a karakteristiek van een triode. De tangens van den hoek α, die door de raaklijn aan deze kromme door het punt Q met I_a-as wordt gevormd, geeft den inwendigen weerstand van de buis in het betreffende punt van de karakteristiek.

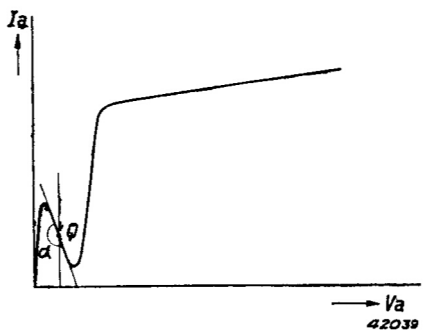


Fig. 113
I_a/V_a karakteristiek van een tetrode. In een bepaald gebied van de anodespanning is de hoek α grooter dan 90° en de inwendige weerstand negatief.

kathode van de buis en wordt doorgaans **inwendige weerstand** van de buis genoemd. De inwendige weerstand wordt in ohm, kilo-ohm of

megohm opgegeven. Deze **wisselstroomweerstand** of **inwendige weerstand** van de buis mag niet worden verward met den gelijkstroomweerstand, dien men berekent uit het quotiënt van de met het werkpunt overeenkomende anodegelijkspanning en den anodegelijkstroom.
Hoe grooter de hoek α is (zie fig. 112), des te grooter is de inwendige weerstand. Bij $\alpha = 90°$ (dus als de raaklijn horizontaal verloopt) is de inwendige weerstand oneindig groot; als α grooter is dan 90°, is de inwendige weerstand negatief. Dit is bij tetroden binnen een bepaald anodespanningsgebied het geval (zie fig. 113). Van dezen negatieven inwendigen weerstand, die een gevolg is van de secundaire emissie van de anode (zie hoofdstuk XIII), wordt bij normale constructies van ontvangtoestellen geen gebruik gemaakt.
De inwendige weerstand wordt doorgaans door R_i aangeduid. De definitie ervan luidt dus:

$$(2) \qquad R_i = \left(\frac{dV_a}{dI_a}\right)_{V_g = \text{const.}}$$

Uit het vlakke verloop van de I_a/V_a karakteristieken van een penthode in een bepaald anodespanningsgebied (zie fig. 110) kan men afleiden, dat de inwendige weerstand van de penthode in dit gebied zeer groot is. Het is zeer moeilijk, dezen grooten inwendigen weerstand nauwkeurig uit de I_a/V_a krommen te bepalen. Bij lage waarden van de anodespanning neemt bij penthoden de inwendige weerstand sterk af.
De inwendige weerstand van een buis kan ook uit haar schaar van I_a/V_g karakteristieken bepaald worden. Deze bedraagt voor het punt P van fig. 115 op blz. 120: $R_i = \dfrac{V_{a3} - V_{a2}}{I_{ao1} - I_{ao}}$.
Daar bij een penthode de inwendige weerstand zeer groot is, volgt hieruit, dat voor een verandering van de anodespanning van V_{a2} naar V_{a3} de anodestroomverandering $I_{ao1} - I_{ao}$ klein moet zijn. Dit houdt in, dat de I_a/V_{g1} karakteristieken van een penthode voor verschillende anodespanningen zeer dicht bij elkaar liggen en de anodestroomafwijkingen tusschen de verschillende karakteristieken dikwijls zoo klein zijn, dat ze binnen de lijndikte van een getrokken I_a/V_{g1} karakteristiek vallen.

§ 5. Versterkingsfactor

Volgens formule (1) wordt de anodestroomverandering van de buis bij verandering van de roosterspanning bepaald door $dI_a = S.dV_g$. Volgens formule (2) wordt de anodestroomverandering bij verandering van de anodespanning bepaald door $dI_a = \dfrac{dV_a}{R_i}$.

Heeft men nu gelijktijdig een roosterspanningsvariatie en een anodespanningsvariatie, dan kunnen de invloeden van beide variaties op den anodestroom worden opgeteld en kan de resulteerende anodestroomvariatie worden voorgesteld door:

$$dI_a = S.dV_g + \frac{dV_a}{R_i} . \tag{3}$$

Wordt nu dI_a gelijk aan nul gesteld, dan heeft men:

$$S.dV_g = - \frac{dV_a}{R_i}, \text{ of}$$

$$\frac{dV_a}{-dV_g} = S.R_i. \tag{4}$$

Men noemt nu de verhouding $\frac{dV_a}{-dV_g}$ tusschen de kleine toename van de anodespanning en de kleine afname van de roosterspanning, die de door de anodespanning veroorzaakte anodestroomverandering weer teniet doet, den **versterkingsfactor** van de buis. De versterkingsfactor wordt door het symbool μ aangeduid (vroeger ook wel door g).

De versterkingsfactor is dus de verhouding tusschen de anodespanningsvariatie en de roosterspanningsvariatie, die eenzelfde anodestroomvariatie veroorzaken. De anodespanningsvariatie, die noodzakelijk is, om den anodestroom bijvoorbeeld 1 mA te veranderen, is aanmerkelijk grooter dan de roosterspanningsvariatie, die hiertoe noodig is. De uitwerking van de roosterspanningsvariatie is vele malen grooter dan die van de anodespanningsvariatie.

Uit de gegeven definitie en formule (4) volgt, dat de versterkingsfactor gelijk is aan de steilheid, vermenigvuldigd met den inwendigen weerstand:

$$\mu = S.R_i = \left(\frac{dI_a}{dV_g}\right)_{V_a = \text{const.}} \times \left(\frac{dV_a}{dI_a}\right)_{V_g = \text{const.}} = \tag{5}$$

$$= - \left(\frac{dV_a}{dV_g}\right)_{I_a = \text{const.}}$$

Men kan den versterkingsfactor dus opvatten als de verhouding tusschen een anodespanningsvariatie, die een bepaalde anodestroomvariatie teweeg brengt, en de roosterspanningsvariatie, die noodig is, om den veranderden anodestroom weer tot de oorspronkelijke waarde terug te brengen. De versterkingsfactor kan uit de schaar van de I_a/V_a karakteristieken of uit de schaar der I_a/V_g karakteristieken worden bepaald. De gegevens voor een constanten anodestroom liggen in het I_a/V_a diagram op een horizontale lijn, en uit fig. 114 blijkt, dat V_g van — 3 tot — 4 V kan afnemen, indien de anodespanning tegelijkertijd van 185 op 215 V wordt gebracht. Hieruit volgt, dat de versterkingsfactor van deze buis in het betreffende punt gelijk is aan

$$\mu = \frac{30}{1} = 30.$$

Bij een penthode valt het moeilijk, den versterkingsfactor uit de schaar van de I_a/V_a karakteristieken nauwkeurig te bepalen, daar de krommen zeer vlak loopen. Wel blijkt uit dit verloop, dat de versterkingsfactor zeer groot moet zijn. De versterkingsfactor geeft de grenswaarde aan van de met een buis te bereiken versterking (anodewisselspanning gedeeld door de roosterwisselspanning). Het is nooit mogelijk, deze waarde volkomen te bereiken (zie § 10).

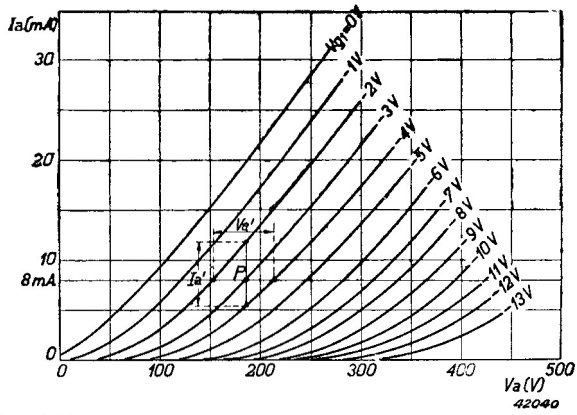


Fig. 114

Schaar van I_a/V_a krommen van een triode. Als de negatieve roosterspanning in het werkpunt (I_a = 8 mA en V_a = 185 V) van −3 V tot −4 V wordt verhoogd, moet de anodespanning op 215 V worden gebracht, om weer denzelfden anodestroom te verkrijgen.

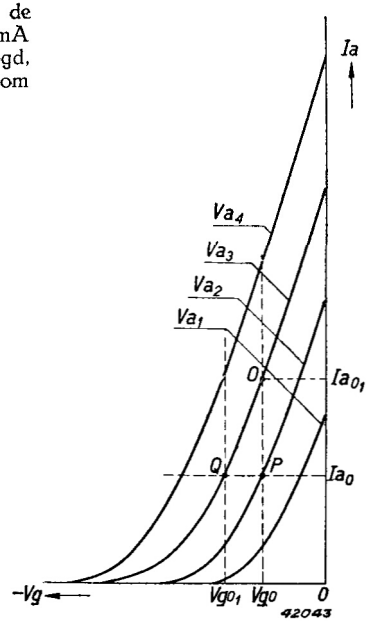


Fig. 115

I_a/V_g krommen van een triode. Hieruit kan men den versterkingsfactor en den inwendigen weerstand bepalen.

Het is ook mogelijk, den versterkingsfactor uit de schaar van I_a/V_g karakteristieken te bepalen (zie fig. 115). Hiertoe wordt door het beschouwde punt P een horizontale lijn getrokken. De versterkingsfactor is dan:

$$\mu = \frac{V_{a3} - V_{a2}}{V_{go_1} - V_{go}}.$$

De reciproque waarde van den versterkingsfactor wordt in de literatuur dikwijls door „Durchgriff" of door de letter D aangeduid en wordt in % uitgedrukt. Bij een buis met een versterkingsfactor van 25, is de reciproque waarde van den versterkingsfactor dus $\frac{1}{25} \times 100\% = 4\%$. Volgens de bovenstaande afleidingen geldt voor dezen factor de formule:

(6) $$S.R_i.D = 1.$$

§ 6. Verband tusschen de scharen van I_a/V_g en van I_a/V_a karakteristieken

De scharen van I_a/V_g karakteristieken en die van I_a/V_a karakteristieken staan in nauw verband tot elkaar en kunnen van elkaar worden afgeleid. Neemt men de schaar van I_a/V_a karakteristieken van fig. 116, dan blijkt het mogelijk, aan een verticale lijn voor de anodespanning van 250 V (constante anodespanning) alle gegevens voor het uitzetten van een I_a/V_g karakteristiek te ontleenen. Elk snijpunt van de verticale lijn met een I_a/V_g karakteristiek geeft een bepaalde roosterspanning met

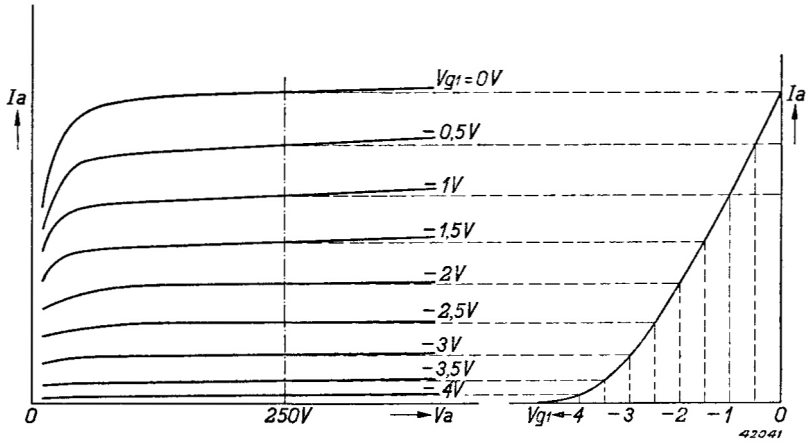


Fig. 116
Verband tusschen de I_a/V_a karakteristieken en de I_a/V_{g1} karakteristiek bij $V_a = 250$ V van een penthode.

den overeenkomenden anodestroom. Gaat men op deze wijze voor andere anodespanningen te werk, dan verkrijgt men een schaar van I_a/V_g karakteristieken.
Omgekeerd is het ook mogelijk, van een schaar van I_a/V_g karakteristieken een schaar van I_a/V_a karakteristieken af te leiden. Trekt men door de schaar van I_a/V_g krommen een verticale lijn (in fig. 117 door $V_g = -2$ V), dan ligt op deze verticale lijn een aantal punten van de I_a/V_a karakteristiek. Door op dezelfde wijze voor andere negatieve roosterspanningen te werk te gaan, verkrijgt men uit de schaar van de I_a/V_g karakteristieken een schaar I_a/V_a karakteristieken.

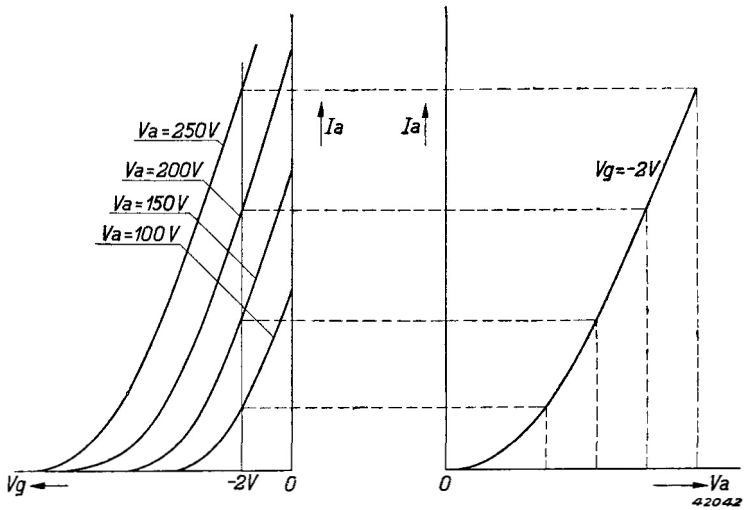


Fig. 117
Constructie van een I_a/V_a kromme van een triode uit de schaar van I_a/V_g krommen.

§ 7. Verschillende soorten koppelingen

Zooals reeds terloops werd vermeld, moet in de anodeketen een geschikt **koppelelement** worden opgenomen, om de door de roosterwisselspanning veroorzaakte anodestroomveranderingen weer in spanningsvariaties om te zetten. Men gebruikt hiervoor weerstanden of past meer gecompliceerde schakelingen toe.
Fig. 118 geeft een schematische voorstelling van een **weerstandskoppeling.** In de anodeketen wordt een weerstand R_a opgenomen. Over dezen weerstand ontstaan spanningsvariaties, die via den condensator C aan het rooster van de volgende versterkingsbuis kunnen worden toegevoerd. V_i is de roosterwisselspanning en V_b de spanning van de anodevoedingsbron. Het punt $+V_b$ ligt hoogfrequent of laagfrequent via de

voedingsbron aan aarde [1]). De gelijkspanning V_a aan de anode is, ten gevolge van den spanningsval, die door den anodegelijkstroom wordt veroorzaakt, lager dan de spanning V_b van de voedingsbron. Deze spanningsval zal afnemen, als de roosterspanning sterker negatief wordt.

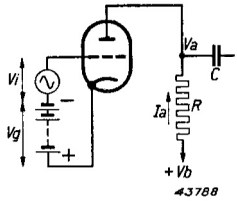


Fig. 118

Principieele schakeling van een weerstandskoppeling.

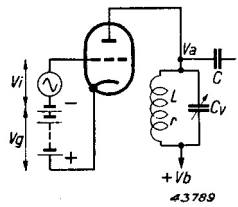


Fig. 119

Schakeling van een anodekoppeling met behulp van een samengestelde impedantie (afgestemde kring).

De wisselspanning over R_a is dus 180° in fase verschoven ten opzichte van de wisselspanning aan den ingang van de buis.

Fig. 119 toont, hoe in principe een samengestelde impedantie in de anodeketen wordt opgenomen. In plaats van den weerstand R_a wordt nu een spoel (zelfinductie) met hieraan parallel geschakeld een condensator toegepast. Indien de zelfinductie van dezen afgestemden kring L en de capaciteit C_v bedraagt en de spoel bovendien een ohmschen weer-

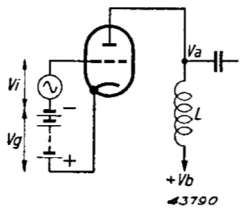


Fig. 120

Schakeling van een smoorspoel in de anodeketen.

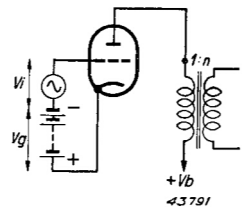


Fig. 121

Koppeling van een anodeketen met behulp van een transformator (n is de transformatieverhouding van den transformator).

stand r heeft, is de impedantie van dezen kring voor de resonantiefrequentie $\frac{L}{rC_v}$. Doordat de ohmsche weerstand van de spoel naar verhouding laag is, zal de constante spanningsval over de spoel doorgaans te verwaarloozen zijn, dus $V_{ao} = V_b$. Over de impedantie van dezen

[1]) D.w.z. aan de kathode.

kring ontstaat, ten gevolge van de anodestroomveranderingen, een wisselspanning, die om $V_{ao} = V_b$ heen slingert. Doordat de impedantie voor andere frequenties dan de resonantiefrequentie afneemt, zullen frequenties buiten de afstemming aanmerkelijk minder worden versterkt. Hierdoor ontstaat de selectiviteit van den versterker.
Een andere koppelwijze wordt door fig. 120 weergegeven. In de anodeketen is uitsluitend een zelfinductie opgenomen, die voor de te versterken frequentie een hooge reactantie heeft. Voor lage frequenties wordt deze zelfinductie ter verkrijging van een voldoend hooge reactantie meestal met een ijzerkern uitgevoerd. Een dergelijke koppeling noemt men **smoorspoelkoppeling.**
Bij de soms in L.F. versterkers toegepaste **transformatorkoppeling** (zie fig. 121), kan men de zelfinductie van de primaire wikkeling als een smoorspoel beschouwen. Men heeft hier dus weer een smoorspoelkoppeling, waarbij de wisselspanning, die over de primaire zelfinductie komt te staan, door de transformatieverhouding van den transformator wordt op- of neergetransformeerd.

§ 8. Voorstelling van den anodeweerstand in een schaar van I_a/V_a karakteristieken

Als men volgens fig. 118 een weerstand in de anodeketen opneemt, ontstaat in dezen weerstand, ten gevolge van den hierdoor vloeienden stroom, een spanningsval, gelijk aan $I_a.R_a$. Het verschil tusschen de voedingsspanning V_b en de spanning V_a aan de anode is dus gelijk aan den spanningsval $I_a.R_a$, zoodat men de volgende vergelijking krijgt:

(7) $$V_b - V_a = I_a.R_a, \text{ of}$$

(8) $$V_a = V_b - I_a.R_a.$$

Een schaar van I_a/V_a krommen heeft een I_a- en een V_a-as, en in dit coördinatenstelsel kan ook de bovenstaande vergelijking $I_a = f(V_a)$ worden voorgesteld, en wel door een rechte lijn, die men doorgaans de **belastingslijn** of **weerstandslijn** noemt. Deze lijn moet de V_a as door het punt $V_a = V_b$ snijden, daar in dat geval $I_a = 0$, terwijl de lijn de I_a as moet snijden bij $I_a = \frac{V_b}{R_a}$, daar dan $V_a = 0$ (zie fig. 124). Bij een zeer hooge waarde van R_a loopt deze lijn zeer vlak, bij een lage waarde van R_a daarentegen steil. Bij $R_a = 0$ loopt de lijn verticaal, daar de spanning aan de anode dan, onafhankelijk van I_a, steeds gelijk aan V_b blijft.

Men kan, met behulp van de I_a/V_a krommen en een weerstandslijn, op zeer eenvoudige wijze den anodestroom I_a en de anodespanning V_a bepalen, waarop de buis zich bij gegeven waarden van de voedingsspanning V_b, den anodeweerstand R_a en de negatieve roosterspanning V_g instelt. Men vindt deze waarden namelijk uit het snijpunt van de weerstandslijn met de bij de beschouwde waarde van V_g behoorende kromme. Bij verschillende waarden van V_g vindt men verschillende waarden van V_a, en uit de anodespanningsvariatie, die door een bepaalde roosterspanningsvariatie wordt veroorzaakt, kan de versterking worden bepaald.

§ 9. Vervangingsschema voor een versterkingsbuis

Een door een wisselspanning aan het rooster gestuurde buis kan men, al naar gelang het practisch uitkomt, aan de anodezijde beschouwen als een wisselstroom- of als een wisselspanningsbron met zekere eigenschappen. Hiermee kunnen op eenvoudige wijze berekeningen van de versterking en dergelijke worden uitgevoerd.

a) De buis als stroombron

Beschouwt men een buis met weerstandskoppeling, zooals in fig. 118 aangegeven, dan zullen, als gevolg van een wisselspanning V_g aan het rooster, de anodestroom en de anodespanning periodiek veranderen. Door de buis en den anodeserieweerstand R_a vloeit dan een wisselstroom I_a en aan de anode ontstaat een wisselspanning V_a, die 180° in fase verschoven is t.o.v. V_g en I_a. Neemt de roosterspanning toe (in positieve richting), dan neemt de anodespanning af. De alleen ten gevolge van de roosterspanning V_g ontstane anodewisselstroom moet, zooals uit formule (1) volgt, gelijk zijn aan $S.V_g$. De anodewisselspanning veroorzaakt echter een anodewisselstroom, die in fase tegengesteld is aan den door de roosterwisselspanning veroorzaakten wisselstroom en is dus, zooals uit formule (2) kan worden afgeleid, gelijk aan $-\frac{V_a}{R_i}$. Tellen we de invloeden van V_g en V_a bij elkaar op, dan krijgen we een resulteerenden anodestroom:

$$(9) \qquad I_a = S.V_g + \frac{V_a}{R_i}.$$

Nu is V_a tevens gelijk aan $-I_a.R_a$. Vervangen we in (9) V_a door $I_a.R_a$, dan is:

$$I_a = S.V_g - \frac{I_a . R_a}{R_i},$$

of

$$(10) \qquad I_a = I_{R_a} = S.V_g \frac{R_i}{R_i + R_a}.$$

Deze formule stelt het gedeelte I_{Ra} van den door een stroombron $S.V_g$ geleverden stroom voor, dat door den weerstand R_a vloeit, wanneer parallel aan deze stroombron twee weerstanden, R_i en R_a, zijn geschakeld. Men kan dientengevolge, zooals fig. 122 dit voorstelt, de door een roosterwisselspanning V_g gestuurde buis als een stroombron, $S.V_g$, met daaraan parallel geschakeld een weerstand R_i, beschouwen, die een uitwendigen weerstand R_a voedt.

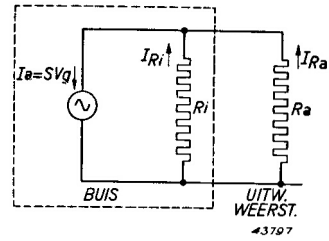


Fig. 122
Vervangingsschema van de buis, waarbij deze als stroombron $S.V_g$ wordt beschouwd, met parallel daaraan den inwendigen weerstand R_i. Het gedeelte binnen den gestippelden rechthoek stelt de buis, het gedeelte daarbuiten de uitwendige belasting voor.

b) **De buis als spanningsbron**

In formule (10) kunnen we I_a of I_{Ra} vervangen door $-\frac{V_a}{R_a}$ of $-\frac{V_{Ra}}{R_a}$. We krijgen dan:

$$-\frac{V_a}{R_a} = S.V_g . \frac{R_i}{R_i + R_a},$$

of

$$V_a = -S.R_i . V_g . \frac{R_a}{R_i + R_a}.$$

Vervangen we nu $S.R_i$ door μ, dan krijgen we:

$$(11) \qquad V_a = V_{Ra} = -\mu V_g \frac{R_a}{R_i + R_a}.$$

V_a is hierin het gedeelte van de door een spanningsbron μV_g geleverde spanning, dat over den weerstand R_a staat, wanneer in serie met deze spanningsbron twee weerstanden, R_i en R_a, liggen. We kunnen dus, zooals fig. 123 dit voorstelt, de door de roosterwisselspanning gestuurde buis als spanningsbron μV_g met een daarmee in serie liggenden inwendigen weerstand R_i beschouwen, die een uitwendigen weerstand R_a voedt.

Men kan ook tot de boven gegeven formules (10) en (11) op de volgende wijze komen. Beschouwen we de door een roosterwisselspanning gestuurde buis als een systeem met twee aansluitklemmen, dan kunnen

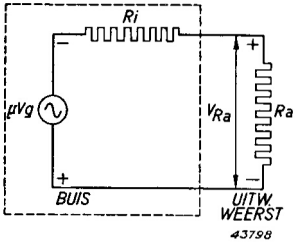


Fig. 123

Vervangingsschema van de buis, waarbij deze als spanningsbron μV_g wordt beschouwd, met in serie daarmee den inwendigen weerstand R_i. Het gedeelte binnen den gestippelden rechthoek stelt de buis, het gedeelte daarbuiten de uitwendige belasting voor.

we, zooals bekend, de eigenschappen van dit systeem bepalen door te experimenteeren met de uitgangsklemmen. We kunnen o.a. de spanning meten aan de klemmen, wanneer geen verbinding tusschen deze aanwezig is (open keten), en we kunnen den stroom meten wanneer tusschen de klemmen een kortsluiting wordt aangebracht. Nu is de inwendige weerstand van een systeem gelijk aan het quotiënt van de wisselspanning in onbelasten toestand (dus bij nullast, $R_a = \infty$) en den kortsluitstroom ($R_a = 0$). Voor $R_a = \infty$ is de anodewisselstroom gelijk aan nul en is dus blijkbaar de anodewisselspanning volgens formule (9) gelijk aan $-\mu V_g$. Sluit men de buis aan de anodezijde voor wisselstroom kort, dan is de kortsluitstroom I_{ak} gelijk aan $S.V_g$. Het quotiënt van nullastspanning en kortsluitstroom is dus:

$$\frac{\mu . V_g}{S.V_g} = R_i .$$

De buis stelt dus, zoo beschouwd, een spanningsbron met een E.M.K. gelijk aan μV_g voor, waaraan, in serie geschakeld, een inwendige weerstand R_i. Sluiten we een dergelijke spanningsbron op een weerstand R_a aan, dan is bekend, dat het gedeelte van de door de E.M.K. geleverde spanning, dat over R_a ligt, gelijk is aan $\mu V_g \frac{R_a}{R_i + R_a}$. Verder kan iedere *spanning*sbron met een E.M.K. gelijk aan V_o en een inwendigen weerstand R_i vervangen worden door een *stroom*bron $I_o = \frac{V_o}{R_i}$ met daaraan parallel geschakeld een weerstand R_i [1]) Voeren we voor V_o de spanning μV_g in, dan vinden we voor I_o een stroom $\frac{\mu}{R_i} V_g = S.V_g$. Hiermee heeft men dus gelijktijdig ook formule (10) gevonden, daar, zooals bekend, het gedeelte van den door een stroombron $S.V_g$ geleverden stroom, dat door den weerstand R_a vloeit, wanneer R_a en R_i parallel aan de stroombron zijn aangesloten, gelijk is aan:

$$S.V_g . \frac{R_i}{R_i + R_a}$$ [2]).

---

[1]) Zie aanhangsel II, 5.
[2]) Zie aanhangsel II, 4.

§ 10. Dynamische steilheid en dynamische karakteristieken

Een roosterspanningsvariatie heeft een bepaalde anodestroomverandering ten gevolge. Deze laatste wordt bepaald door het product van de steilheid en de roosterspanningsvariatie. Dit geldt alleen voor het geval, dat de anodespanning hierbij constant blijft.

Als in de anodeketen een weerstand is opgenomen, verandert met den anodestroom ook de anodespanning. Hierdoor wordt de anodestroomverandering, die zonder weerstand in de anodeketen zou optreden,

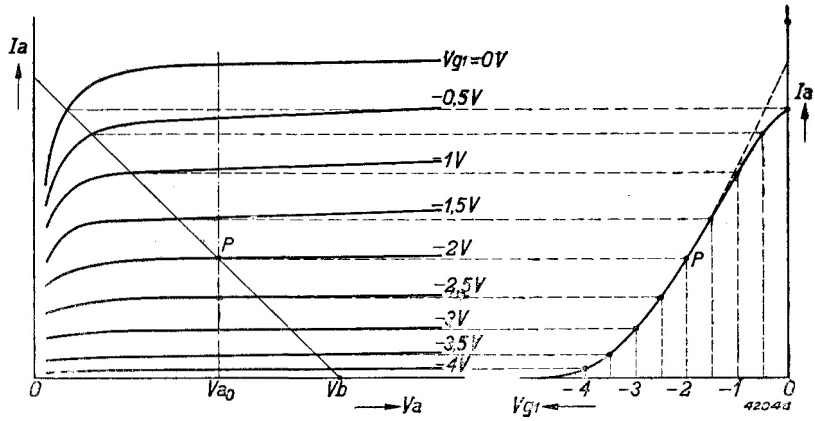


Fig. 124

Schaar van I_a/V_a krommen van een penthode met ingeteekende weerstandslijn. Deze lijn stelt het verband tusschen I_a en V_a voor ten gevolge van den weerstand in de anodeketen, terwijl de buis via den weerstand van de spanning V_b wordt gevoed. In de rechter helft is de getrokken lijn de met behulp van de weerstandslijn uit de schaar van I_a/V_a krommen afgeleide dynamische I_a/V_{g1} karakteristiek; de gestippelde kromme stelt de statische karakteristiek voor bij een anodespanning V_{a0} in het werkpunt P.

verminderd. Ook in dit geval kan het quotiënt van de anodestroom- en roosterspanningsvariatie uiteraard worden bepaald. Dit quotiënt noemt men de **dynamische steilheid.** De kromme, die den anodestroom bij een bepaalden anodeweerstand als functie van de roosterspanning voorstelt, noemt men de **dynamische karakteristiek.** Bij een penthode is het verschil tusschen de dynamische karakteristiek en de in het voorafgaande besproken **statische karakteristiek** boven een bepaalde minimum anodespanning slechts gering, daar de anodespanning bij dit type buizen slechts weinig invloed op den anodestroom uitoefent.

Uit fig. 124 blijkt, dat het onderste gedeelte van de dynamische karakteristiek bij een penthode gelijk is aan dat van de statische karakteristiek en dat de dynamische karakteristiek in het bovenste gedeelte naar beneden wordt afgebogen. Alleen in dit gebied is de steilheid geringer dan bij de statische kromme. Dit is het gebied, waarin de inwendige weerstand van de penthode klein is t.o.v. den uitwendigen weerstand.

In het gebied, waarin de inwendige weerstand groot is t.o.v. den uitwendigen weerstand, is de dynamische steilheid echter gelijk aan de statische.
Bij trioden komt dit niet voor, zooals fig. 125 toont, daar bij deze buizen de uitwendige weerstand veel grooter wordt gekozen dan de inwendige weerstand. Bij deze buizen is dientengevolge de dynamische steilheid overal lager dan de statische. Dit is dus een gevolg van den belangrijk lageren inwendigen weerstand van trioden. Wel blijkt uit deze figuur,

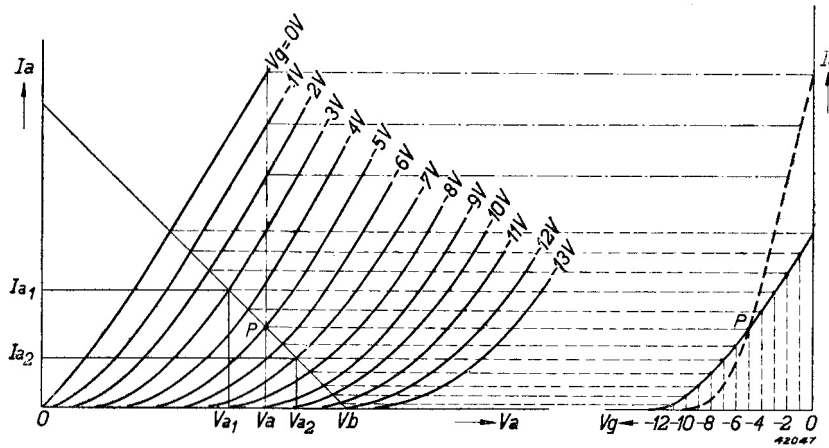


Fig. 125
Schaar van I_a/V_a karakteristieken en weerstandslijn van een triode. In de rechter helft stelt de getrokken lijn de afgeleide dynamische I_a/V_g karakteristiek voor, terwijl de stippellijn de statische karakteristiek weergeeft voor de anodespanning V_a overeenkomende met het werkpunt P.

dat de dynamische karakteristiek een veel rechter verloop heeft en dat de bovenste kromming, die men bij penthoden aantreft, ontbreekt.
Met behulp van formule (10) van de vorige paragraaf kan men op eenvoudige wijze de dynamische steilheid uit de gegevens van een buis berekenen. De dynamische steilheid S_d is, zooals boven werd gedefinieerd, het quotiënt van den door de uitwendige belasting R_a vloeienden anodestroom, gedeeld door de roosterwisselspanning, die dezen stroom veroorzaakt. Uit deze formule (10) volgt nu, dat:

$$S_d = S \frac{R_i}{R_i + R_a}. \qquad (12)$$

De dynamische steilheid is dus kleiner dan de statische steilheid S, daar $\frac{R_i}{R_i + R_a}$, altijd kleiner dan 1 zal zijn. Echter, wanneer R_i zeer groot is t.o.v. de uitwendige belasting R_a, wordt de breuk $\frac{R_i}{R_i + R_a}$ nagenoeg

gelijk aan 1, en men kan dan aannemen, dat de dynamische steilheid gelijk is aan de statische. Dit is het geval bij penthoden, die een hoogen inwendigen weerstand hebben, zooals ook uit fig. 124 volgt, die toont, dat in een bepaald gebied de dynamische en de statische I_a/V_g karakteristieken elkaar dekken. Daar bij trioden de inwendige weerstand laag is, zal de dynamische steilheid in het algemeen belangrijk van de statische afwijken. Wanneer R_i en R_a aan elkaar gelijk zijn, is de dynamische steilheid bijvoorbeeld de helft van de statische steilheid.

De versterking van een buis kan gemakkelijk met behulp van de dynamische steilheid worden berekend. De anodewisselstroom door den belastingsweerstand veroorzaakt hierover een wisselspanning gelijk aan $I_a.R_a$. Per definitie is de versterking G gelijk aan $\frac{V_{Ra}}{V_g}$ [1]). Daar $V_{Ra} = I_a.R_a$., vinden we met behulp van formule (10):

$$(13) \qquad V_{Ra} = V_g \,.\, S_d \,.\, R_a = V_g \,.\, S \,.\, \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \,.$$

Hieruit volgt voor de versterking:

$$(14) \qquad G = \frac{V_{Ra}}{V_g} = S \,.\, \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \,.$$

Wanneer R_i groot is t.o.v. R_a, vereenvoudigt zich deze formule tot $G = S \,.\, R_a$ (dit geldt dus voor penthoden) [2]). De versterking kan echter ook met behulp van formule (11) worden bepaald. Volgens deze formule moet de versterking gelijk zijn aan:

$$(15) \qquad G = \frac{V_{Ra}}{V_g} = \mu \frac{R_a}{R_i + R_a} \quad (\mu = \text{versterkingsfactor van de buis}).$$

Bedenken we, dat $\mu = S.R_i$, dan vinden we, wanneer we in formule (15) μ door $S.R_i$ vervangen, formule (14) weer terug.

Wil men uit normale buisgegevens de versterking met weerstandskoppeling bepalen, dan diene men er op te letten, dat de spanningsval in den anodeweerstand tamelijk groot kan zijn en dientengevolge de normale gepubliceerde statische gegevens niet gelden. De anodegelijkspanning is veel lager dan de gepubliceerde, wanneer de anode via een koppelweerstand wordt gevoed door een batterij met een spanning gelijk aan de gepubliceerde statische anodespanning van de buis. Daardoor zijn de anodegelijkstroom en de steilheid in het werkpunt

---

[1]) Er wordt hier niet meer op het positieve of negatieve teeken van V_g en van V_{Ra} gelet.

[2]) De breuk $\frac{R_i}{R_i + R_a}$ wordt dan gelijk aan 1, zoodat $\frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a}$ gelijk wordt aan R_a.

ook veel kleiner. Men moet dus in zoo n geval over geschikte statische gegevens beschikken, om de juiste versterking te kunnen berekenen. In het algemeen zal men dus beter de I_a/V_a of de I_a/V_g karakteristieken kunnen gebruiken, die over een zeer ruim gebied de karakteristieke grootheden van de buis geven. Uit formule (15) volgt ook, dat, wanneer R_a zeer groot is t.o.v. R_i en de breuk $\frac{R_a}{R_i + R_a}$ dus nagenoeg gelijk is aan 1, de versterking van de buis dan gelijk is aan μ. De versterkingsfactor geeft dus de grens aan waarboven men met de versterking nooit kan komen.

§ 11. Wisselstroomweerstand in de anodeketen

In de anodeketen bevindt zich, zooals reeds werd vermeld, dikwijls een impedantie, bijvoorbeeld een afgestemde kring, die een zeer lagen gelijkstroomweerstand, maar een aanzienlijken wisselstroomweerstand heeft. Voor de resonantiefrequentie gedraagt een afgestemde kring zich als een zuivere weerstand, en de impedantie ervan kan dan ook door een rechte lijn in een schaar van I_a/V_a grafieken worden voorgesteld. Doordat de ohmsche weerstand van den kring laag is en dus kan worden verwaarloosd, ontstaat nagenoeg geen spanningsval in den kring. De wisselstroomweerstandslijn moet dientengevolge door het werkpunt P gaan, dat door de anodespanning, d.w.z. door de spanning van de voedingsbron en door de negatieve roosterspanning wordt bepaald (zie fig. 126). De helling van de wisselstroomweerstandslijn wordt bepaald door de waarde van den resonantieweerstand van den kring $\left(\frac{L}{r.C}\right)$. Evenals bij den gelijkstroomweerstand in de anodeketen kan men de momenteele waarden van I_a en

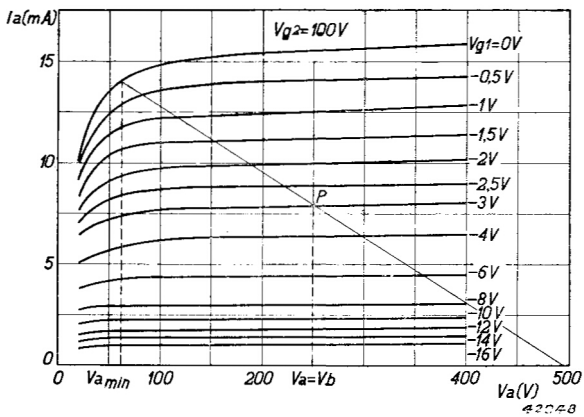


Fig. 126
Schaar van I_a/V_a krommen van een penthode; de weerstandslijn door het werkpunt P stelt den resonantieweerstand voor van den in de anodeketen opgenomen afgestemden kring.

V_a, die met een bepaalde V_g overeenkomen, weer vinden door de snijpunten van de belastingslijn met de krommen te bepalen. Een variabele roosterspanning V_g wordt voorgesteld door een punt, dat zich langs de belastingslijn voortbeweegt.

Bij maximale sturing van de buis, d.w.z. indien aan het rooster een wisselspanning wordt gelegd, die tusschen het beginpunt van roosterstroom en de waarde van de roosterspanning bij een anodestroom gelijk aan nul varieert, ziet men, dat de anodespanning tusschen een minimum waarde en bijna de dubbele waarde van de anodegelijkspanning varieert; de anodespanning kan de waarde van de gelijkspanning dus aanmerkelijk overschrijden, en met dit feit moet men bij het aanleggen van hooge anodegelijkspanningen rekening houden (doorslagspanning).

Kent men de impedantie in de anodeketen, dan kan men, evenals voor een weerstandskoppeling, de versterking met behulp van de formules (14) en (15) uit de vorige paragraaf berekenen. In tegenstelling met de weerstandskoppeling kan men in dit geval bijna altijd zonder meer de gepubliceerde statische gegevens gebruiken, daar deze in het algemeen met de toegepaste bedrijfsspanningen in overeenstemming zijn.

Indien de anode-impedantie geen zuivere weerstand is, dus indien een afgestemde kring als een impedantie voor een andere dan de resonantiefrequentie wordt gebruikt, kan het verband tusschen anodestroom en -spanning niet meer door een eenvoudige weerstandslijn worden voorgesteld, daar tusschen stroom en spanning faseverschuiving optreedt.

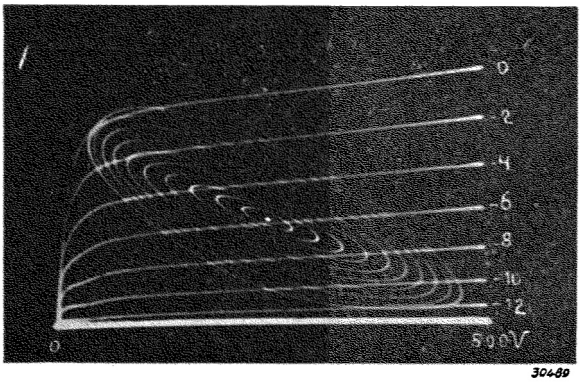


Fig. 127

Schaar van I_a/V_a karakteristieken van een penthode, met ellipsvormige belastingslijnen voor verschillende rooster-wisselspanningsamplituden; door deze lijnen wordt het verband tusschen stroom en spanning voorgesteld, indien in de anodeketen een impedantie is opgenomen, die een faseverschuiving veroorzaakt. Deze krommen zijn met behulp van een Philips kathodestraaloscillograaf opgenomen.

Bij een capacitieve belasting ijlt de spanning na. Het punt, waardoor het verband tusschen anodestroom en anodespanning wordt aangegeven, zal dan een ellipsvormige baan beschrijven, als een sinusvormige wisselspanning wordt aangelegd (zie fig. 127).

Een dergelijke ellipsvormige belastingslijn krijgt men bijvoorbeeld bij toepassing van een L.F. transformator als koppelelement of bij den uitgangstransfor-

mator van een eindbuis. Bij maximale sturing zal echter nooit een zuivere ellips worden gevormd, daar de in dat geval voorkomende spanningen en stroomen niet zuiver sinusvormig zijn.

§ 12. Het vermogen in de anodeketen

Indien in de anodeketen een weerstand wordt opgenomen, zal hierover, ten gevolge van den anodewisselstroom, een wisselspanning komen te staan. Indien de anodewisselstroom en -spanning sinusvormig en met elkaar in fase zijn, zal het door den belastingsweerstand opgenomen wisselstroomvermogen gelijk zijn aan het halve product van de amplituden van de anodewisselspanning en den anodewisselstroom. Als de roosterspanning in fig. 128 tusschen de punten Q en R wordt gestuurd, zal de anodestroomamplitude $I_{a\,max}$ en de anodespanningsamplitude $V_{a\,max}$ zijn. Het geleverde wisselstroomvermogen is dan gelijk aan $\frac{I_{a\,max} \cdot V_{a\,max}}{2}$.

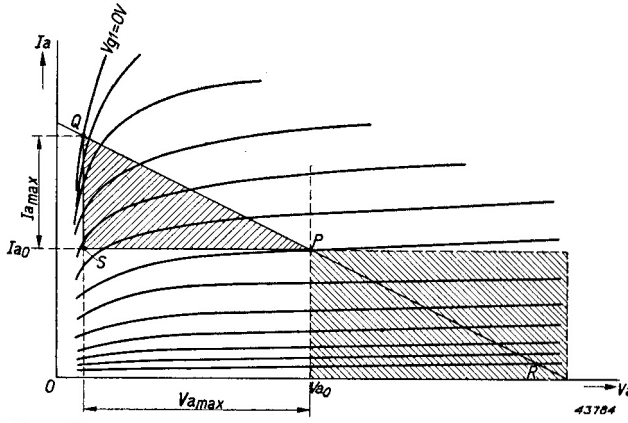


Fig. 128
I_a/V_a krommen van een penthode met de rechte lijn, die het verband tusschen spanning en stroom ten gevolge van den in de anodeketen opgenomen weerstand weergeeft. Indien de buis tot Q en R wordt gestuurd, is het geleverde vermogen gelijk aan de oppervlakte van den driehoek PQS.

Men kan dit vermogen direct van de schaar van I_a/V_a krommen aflezen; de oppervlakte van den driehoek PQS is een maatstaf voor het geleverde wisselstroomvermogen. Bij andere waarden van den belastingsweerstand verandert dit vermogen, zoodat er één bepaalde weerstandswaarde zal zijn, waarbij het maximale wisselstroomvermogen zal worden geleverd[1]).

[1]) Deze uiteenzettingen zijn slechts bij benadering juist. Zooals in hoofdstuk XV wordt verklaard, ontstaat in den anodestroom vervorming. Bij penthoden wordt door deze vervorming voornamelijk de derde harmonische opgewekt. Bij 10% van de derde harmonische zal de grondgolf van den anodestroom circa 10% grooter zijn dan PQ in fig. 128 (zie ook fig. 157). Dientengevolge wordt dan in werkelijkheid een geleverd vermogen gevonden, dat circa 20% grooter is, dan bij berekening van de oppervlakte van den gearceerden driehoek wordt gevonden.

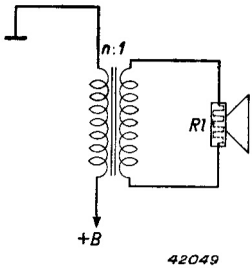


Fig. 129

Voorbeeld van een door een transformator met den eindtrap gekoppelden luidspreker.

Door den weerstand wordt ook een gelijkstroomvermogen opgenomen, dat hierin verloren gaat. Dit vermogen is gelijk aan $I_{ao} \times (V_a - V_{ao})$ en wordt in fig. 128 door een rechthoek voorgesteld met $(V_a - V_{ao})$ als basis en I_{ao} als hoogte [1]).

Het geleverde wisselstroomvermogen is vrijwel uitsluitend van belang voor eindbuizen. Hierbij wordt de luidspreker via een transformator, die neertransformeert, met de anodeketen gekoppeld (zie fig. 129). Indien men den luidspreker als een weerstand R_l beschouwt, is de wisselstroomweerstand in de anodeketen, bij verwaarloozing van den weerstand van den transformator, gelijk aan $n^2 R_l$ (waarin n de transformatieverhouding van den transformator voorstelt). Er ontstaat echter practisch geen gelijkspanningsval, zoodat $V_{ao} = V_b$, en het verlies aan vermogen kan worden verwaarloosd. Het wisselstroomvermogen, dat via den transformator aan de anodeketen wordt onttrokken, veroorzaakt een stroom in den luidsprekerweerstand, waardoor het membraan in trilling wordt gebracht.

Het is duidelijk, dat het in de anodeketen ter beschikking staande wisselstroomvermogen toeneemt, naarmate de wisselspanningsamplitude aan het stuurrooster grooter wordt. Aan deze toename wordt echter een grens gesteld, en wel omdat de anodespanningsamplitude nooit grooter kan worden dan de anodegelijkspanning, die ter beschikking staat, en de anodewisselstroomamplitude nooit grooter kan worden dan de anodegelijkstroom (de anodestroom kan niet negatief worden). Het maximum te leveren wisselstroomvermogen in de anodeketen wordt bij een gegeven belastingsweerstand dus begrensd door de anodegelijkspanning en -stroom, die door het punt P zijn bepaald.

§ 13. **Keuze van het werkpunt**

Bij een eindbuis zal men in het algemeen het werkpunt zóó kiezen, dat een zoo groot mogelijk vermogen kan worden geleverd. Deze instelling is echter door verschillende omstandigheden aan beperkingen onderworpen. Allereerst wordt voor elke buis een maximaal toelaatbare anodegelijkspanning $V_{a\,max}$ opgegeven, die, in verband met het gevaar van doorslag van isoleerende deelen en rekening houdende met de amplitude van de grootste hierop gesuperponeerde wisselspanning, niet mag worden overschreden. Het werkpunt moet steeds links van de verticale lijn door $V_{a\,max}$ liggen (zie fig. 130). Op soortgelijke wijze

[1]) In fig. 128 is het bijschrift V_a bij het snijpunt van den belastingslijn met de horizontale as weggevallen.

is er ook een grenswaarde voor den maximaal toelaatbaren anodestroom, die verband houdt met den maximalen kathodestroom (emissievermogen van de kathode). Doorgaans wordt de maximale kathodegelijkstroom gepubliceerd, waarbij men dus ook rekening heeft gehouden met den gelijkstroom naar de andere electroden en de amplituden van de hierop gesuperponeerde maximaal optredende wisselstromen. Nu bestaat er bijv. bij een penthode een bepaalde verhouding tusschen den anodestroom en den schermroosterstroom, die voor het geheele roosterbereik nagenoeg constant blijft. Indien dus de maximale kathodestroom gegeven is, kan de maximaal toelaatbare anodegelijkstroom bepaald worden door gebruik te maken van de voor het normale werkpunt gepubliceerde waarden voor I_a en I_{g2}. Men vindt dan dezen stroom uit:

$$I_{a\,max} = \frac{I_a}{I_a + I_{g2}} \times I_{k\,max}.$$

Het werkpunt moet onder de horizontale lijn door de waarde $I_{a\,max}$ liggen, ten einde den maximalen kathodestroom niet te overschrijden. Een derde begrenzing wordt gevormd door de maximaal toelaatbare gemiddelde anodedissipatie, die met de verwarming van de anode verband houdt ($W_a = I_{ao}.V_{ao}$). Deze anodedissipatie wordt eveneens voor elke buis gepubliceerd. Alle werkpunten, waarbij deze maximale anodedissipatie wordt bereikt, liggen op een hyperbool, en het werkpunt mag dus niet rechts van deze kromme liggen. Het gearceerde vlak van fig. 130 geeft dus het gebied aan, waarin het werkpunt zich moet bevinden.

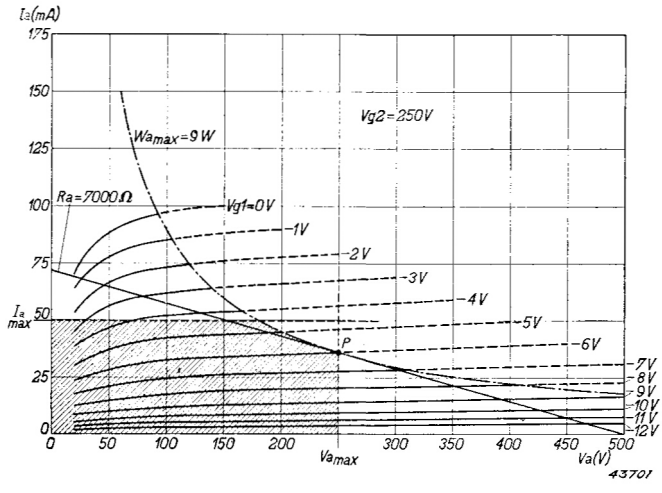


Fig. 130
Schaar van I_a/V_a krommen van een penthode, waarin de begrenzingen door den maximalen anodestroom $I_{a\,max}$, de maximale anodespanning $V_{a\,max}$ en de maximale anodedissipatie $W_{a\,max}$ zijn aangegeven.

De grenslijnen gelden alleen voor het werkpunt. De belastingslijn mag wel buiten dit grensgebied loopen en dientengevolge mogen momenteele waarden een grooter product hebben dan $W_{a\,max}$, mits het product van de gemiddelde waarden binnen de aangegeven grenzen ligt.

Verder moet nog rekening worden gehouden met de omstandigheid, dat bij een te kleine negatieve roosterspanning de roosterstroom begint te vloeien (bij indirect verhitte buizen meestal bij —1,3 V). De **roosterruimte,** d.w.z. het negatieve roosterspanningsgebied, kan dus slechts tot dit punt worden benut. Nu kiest men het werkpunt en de belastingslijn van een eindbuis volgens de uiteengezette gezichtspunten zoodanig, dat het geleverde vermogen zoo groot mogelijk is. De driehoek PQS van fig. 128 moet dus zoo groot mogelijk worden gekozen.
Bij een buis voor spanningsversterking wordt de keuze van den anodeweerstand door heel andere gezichtspunten bepaald. Hier moet deze weerstand een zoodanige waarde hebben, dat de bereikte versterking zoo groot mogelijk wordt. In dit geval wordt dus naar een zoo groot mogelijke verhouding tusschen anode- en roosterwisselspanning gestreefd. Bij de Philips buizen worden in de gegevens steeds het gunstigste werkpunt en de gunstigste anodeweerstand opgenomen.

HOOFDSTUK XIII

De werking van de verschillende roosters

Een versterkingsbuis voor ontvangtoestellen heeft tenminste één, meestal echter meer dan één rooster. De roosters van een dergelijke buis hebben verschillende functies en dientengevolge ook verschillende benamingen. De functies, die de roosters moeten vervullen, kunnen gemakkelijk in drie groepen worden verdeeld; aldus onderscheidt men in een buis:

1) stuurroosters,

2) schermroosters,

3) vangroosters.

Iedere versterkingsbuis heeft één, soms ook meer dan één stuurrooster. Bovendien kunnen één of meer schermroosters aanwezig zijn; bij aanwezigheid van een schermrooster is de buis dikwijls ook van een vangrooster voorzien. Hieronder wordt de werking van de verschillende roosters in het kort uiteengezet.

§ 1. Het stuurrooster

a) De stuurspanning

In de hoofdstukken III en IV werd de sturende werking van het stuurrooster uiteengezet. Hierin werd afgeleid, dat de anodestroom in een bepaald verband tot de stuurspanning staat [in het ruimteladingsgebied is de anodestroom ongeveer evenredig met de 3/2e macht van de stuurspanning, zie ook vergelijking (11) op blz. 19]. Bij trioden is de stuurspanning

$$V_s = p.\ (V_g + \frac{V_a}{\mu})$$

waarin μ den versterkingsfactor van de buis voorstelt en p een factor is, die verband houdt met de afmetingen van de buis en die doorgaans slechts weinig

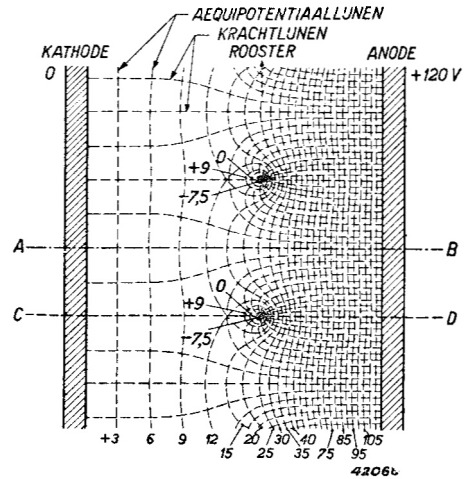


Fig. 131
Aequipotentiaallijnen en krachtlijnen van een middengedeelte van een triode met vlakke, evenwijdige electroden. De veldverdeelingen aan de einden van het electrodensysteem komen hierin niet tot uitdrukking.

kleiner is dan 1. Indien $\frac{V_a}{\mu}$ grooter is dan de absolute waarde van V_g, is de stuurspanning, ondanks de negatieve stuurroosterspanning, positief en vloeit dientengevolge een anodestroom, die door de ruimtelading wordt begrensd. Indien het stuurrooster hierbij voldoende sterk negatief is, zal naar dit rooster geen electronenstroom (roosterstroom) vloeien.

De stuurspanning is de gemiddelde potentiaal in het vlak van het stuurrooster. Deze potentiaal is echter niet overal constant en gelijk aan de spanning V_s. Ten gevolge van de potentiaal van de positieve anode (verondersteld, dat de anode een aanmerkelijk hoogere potentiaal heeft dan het rooster) achter het rooster, is de potentiaal tusschen de draden van het rooster hooger dan die van de roosterdraden zelf. In fig. 131 worden aequipotentiaallijnen gegeven, zooals deze bij een triode met een negatief rooster verloopen (zonder ruimtelading), terwijl de krommen a en b van fig. 132 het potentiaalverloop van de doorsnede A-B, resp. C-D, van het veld van fig. 131 voorstellen. Indien men in fig. 131 het verloop van de potentiaal in het roostervlak van den eenen roosterdraad tot den anderen bepaalt, verkrijgt men een kromme volgens fig. 133. Hieruit blijkt, dat de potentiaal in het midden tusschen de roosterdraden door den invloed van de anodepotentiaal aanmerkelijk hooger is dan de potentiaal van de roosterdraden zelf (in een gebied a is de potentiaal zelfs positief). Het veld van de anode grijpt bij wijze van spreken tusschen de roosterdraden door.

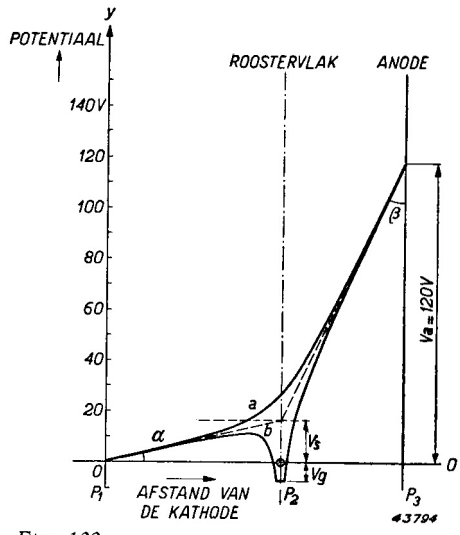


Fig. 132

Kromme a: Potentiaalverdeeling in de doorsnede A-B van het veld van fig. 131. Potentiaal als functie van den afstand tot de kathode.
Kromme b: Potentiaalverdeeling in de doorsnede C-D van het veld van fig. 131.

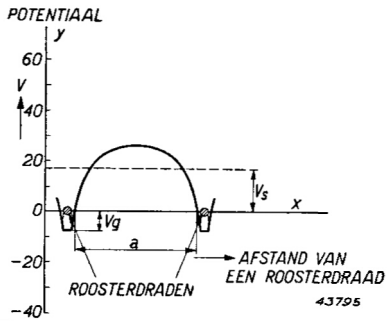


Fig. 133
Potentiaalverdeeling in het roostervlak van het veld van fig. 131 (potentiaal als functie van den afstand tot een roosterdraad).

b) **Het eilandeffect**

Uit fig. 131 blijkt, hoe het veld in de omgeving van de kathode en van de anode vrijwel volkomen homogeen is. De aequipotentiaallijnen verloopen namelijk evenwijdig aan deze electroden. Dientengevolge is de veldsterkte aan de oppervlakte van de kathode overal constant, hetgeen door de hoek α in fig. 132 tot uitdrukking wordt gebracht. In buizen, waarbij de afstand tusschen twee roosterdraden van dezelfde orde van grootte als, of aanmerkelijk grooter is dan de afstand tusschen rooster en kathode, zal de veldsterkte aan de oppervlakte van de kathode echter niet overal even groot zijn. Indien de mazen van het rooster groot zijn, zal de veldsterkteverdeeling door den invloed van de anodepotentiaal tot aan de oppervlakte van de kathode toe niet homogeen zijn, zoodat de aequipotentiaallijnen in de nabijheid van de oppervlakte der kathode niet meer evenwijdig loopen. Zoo geeft fig. 134 de aequipotentiaallijnen voor het geval, dat de afstand tusschen de roosterdraden van dezelfde orde van grootte is als die van het roostervlak tot de kathode. Als men nu de potentiaalverdeeling voor een dergelijke veldverdeeling in de doorsneden A-B en C-D in teekening brengt, verkrijgt men een diagram volgens fig. 135.

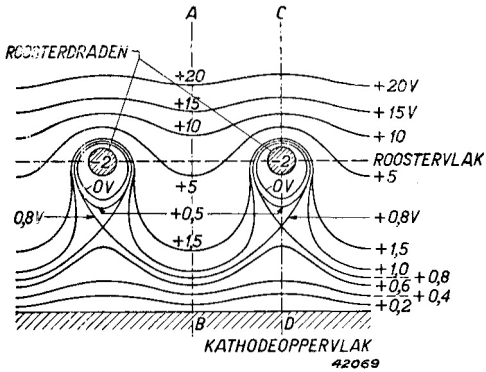


Fig. 134
Aequipotentiaallijnen in de ruimte tusschen rooster en kathode van een triode, waarvan de afstand tusschen rooster en kathode van dezelfde orde van grootte is als de spoed van het rooster.

Uit deze figuur blijkt, dat de hoek α_1, waaronder de potentiaalverdeelingskromme van de doorsnede A-B (kromme a) de oppervlakte van de kathode verlaat, grooter is dan de overeenkomstige hoek α_2 van de kromme b voor de doorsnede C-D door een roosterdraad. In dit voorbeeld is de veldsterkte dientengevolge grooter in het gedeelte van het oppervlak der kathode, dat tegenover het midden van een der roosteropeningen ligt, dan in het gedeelte, dat tegenover een roosterdraad ligt. Als het rooster sterk negatief is, zou de veldsterkte in een gedeelte van de kathode, dat tegenover een roosterdraad ligt, omgekeerd gericht kunnen zijn (α_2 negatief).

Men kan de veldsterkte aan de oppervlakte van de kathode voor verschillende waarden van V_g van het eene tegenover een roosterdraad ge-

legen punt tot het volgende (zie ook fig. 136) bepalen. Uit het verloop van de aequipotentiaallijnen, in de nabijheid van de oppervlakte der kathode (zie fig. 134) blijkt, dat de veldsterkte niet constant is en bijvoorbeeld volgens fig. 136b verloopt. Bij $V_g = 0$ is de veldsterkteverdeeling zoodanig, dat de electronen overal van de kathode worden weggetrokken. Als de negatieve roosterspanning V_g grooter wordt (zie ook de krommen voor $V_g = -10$ V en -20 V), zal dit echter niet meer het geval zijn. De veldsterkte is dan alleen nog maar in een bepaald gebied zoodanig gericht, dat de electronen van de kathode worden weggetrokken (de gebieden A-A′ en B-B′ in fig. 136b).

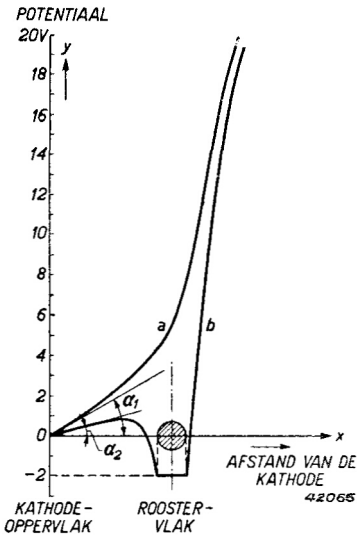


Fig. 135

Kromme a: Potentiaal als functie van den afstand tot de kathode in de doorsnede A-B van het veld van fig. 134.
Kromme b: Potentiaal als functie van den afstand tot de kathode in de doorsnede C-D van het veld van fig. 134.

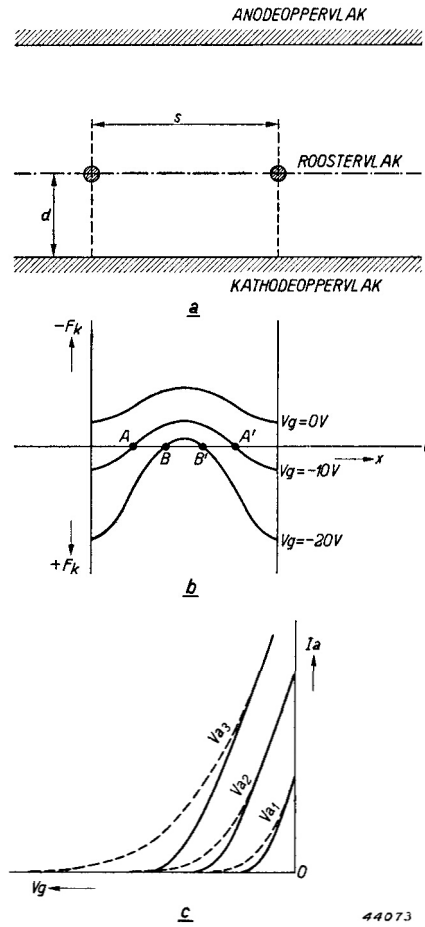


Fig. 136

a) Triode, waarin de spoed s van het rooster grooter is dan de afstand d tusschen rooster en kathode.
b) Krommen, waardoor de veldsterkten F_k langs de oppervlakte van de kathode (x-as) voor verschillende roosterspanningen (V_g) worden voorgesteld.
c) *Getrokken lijnen:* I_a/V_g karakteristieken bij verschillende anodespanningen zonder eilandeffect.
Gestippelde lijnen: I_a/V_g karakteristieken bij verschillende anodespanningen met eilandeffect.

Buiten dit gebied worden de electronen naar de kathode teruggedreven. Bij de kromme voor $V_g = -10$ V is de gemiddelde veldsterkte nog negatief, maar bij de kromme voor $V_g = -20$ V is zij positief.
In het kleine gebied B-B′ is de veldsterkte echter negatief en de kathode emitteert op deze plaats nog electronen. Van een bepaalde negatieve roosterspanning af zal de kathode van een dergelijke buis niet langer gelijkmatig emitteeren en de emissie zal alleen nog op bepaalde plaatsen of „eilanden" plaats hebben; in verband hiermede spreekt men van **„eilandeffect".** Naarmate de negatieve roosterspanning toeneemt, worden de eilanden steeds kleiner, tot de emissie van de kathode ten laatste volkomen wordt onderdrukt. Het eilandeffect heeft dus ten gevolge, dat bij een gemiddelde veldsterkte aan de kathode, die positief is, toch nog een anodestroom kan vloeien. Dit zou zonder eilandeffect niet het geval zijn. Het eilandeffect veroorzaakt dus ook, dat een grootere negatieve roosterspanning noodig is, om den anodestroom op nul te brengen, dan zonder het eilandeffect het geval zou zijn. Het eilandeffect zal des te sterker naar voren treden, naarmate de anodespanning hooger wordt.
De invloed van het eilandeffect op de I_a/V_g karakteristieken wordt toegelicht door fig. 136c, waarin de getrokken lijnen de I_a/V_g karakteristieken bij verschillende anodespanningen zonder eilandeffect en de gestippelde lijnen de overeenkomende karakteristieken met eilandeffect voorstellen.
Het eilandeffect veroorzaakt, dat de steilheid in het werkpunt kleiner en de anodestroom grooter is dan het geval zou zijn, indien geen eilandeffect zou optreden. Bovendien zijn de karakteristieken ten gevolge van het eilandeffect krommer, waardoor, vooral bij groote signalen, een sterkere vervorming optreedt. Daarom moet dit verschijnsel bij de constructie van de meeste buizen zorgvuldig worden vermeden. Bij sommige buizen is het eilandeffect echter juist gewenscht, zooals uit hoofdstuk XXI nog zal blijken.

§ 2. Het schermrooster

a) Principe

Indien men in een triode tusschen het stuurrooster en de anode een tweede rooster aanbrengt en hieraan een gelijkspanning legt, die ten opzichte van de kathode positief is (ca. 60—250 V), zal dit rooster als **schermrooster** werken. In de meeste gevallen heeft dit rooster een zeer kleinen spoed. Het schermrooster werkt als anode van een triode, die

uit kathode, stuur- en schermrooster bestaat. Ten gevolge van het schermrooster wordt in de buis tusschen het stuurrooster en de anode een positief potentiaalvlak gevormd. Dit potentiaalvlak trekt de electronen door het negatieve stuurrooster heen van de kathode weg, zoodat ze met een snelheid, die met de potentiaal van het schermrooster overeenkomt, het potentiaalvlak, dat door het schermrooster wordt gevormd, bereiken. Hierbij botsen de electronen voor een deel tegen de draden van het schermrooster. Het grootste gedeelte van de electronen schiet echter door de mazen van het schermrooster heen en botst tegen de anode. Hiermee wordt bereikt, dat het aantal electronen, dat per tijdseenheid tegen de anode botst, voornamelijk door de spanningen aan stuur- en schermrooster wordt bepaald en dat de spanning aan de anode hierop nauwelijks eenigen invloed heeft. **De anodestroom is dientengevolge slechts in beperkte mate van de anodespanning afhankelijk.** De anodestroom/anodespanningskarakteristieken van schermroosterbuizen verloopen daarom binnen een bepaald anodespanningsgebied vrijwel horizontaal (zie ook fig. 110 op blz. 116).

Het schermrooster dankt zijn naam aan de omstandigheid, dat een positief rooster tusschen stuurrooster en anode den invloed van de anodepotentiaal op den door het stuurrooster loopenden electronenstroom afschermt. Terwijl de anode bij de triode de dubbele functie vervult een positief potentiaalvlak op te wekken en de electronen op te vangen, zijn deze beide functies in de schermroosterbuis over twee verschillende electroden verdeeld.

Fig. 137 geeft een doorsnede door een schermroosterbuis (tetrode), waarvan de electroden evenwijdig aan elkaar zijn opgesteld.

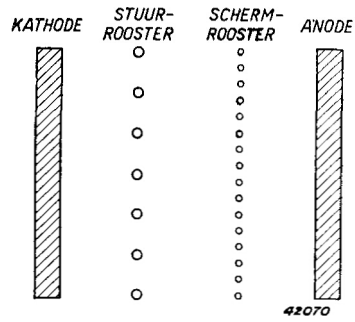


Fig. 137

Doorsnede door een electrodensysteem van een schermroosterbuis (tetrode) met vlakke, evenwijdige electroden.

b) **De stroomverdeeling**

De werking van de schermroosterbuis wordt beheerscht door de verdeeling van den electronenstroom over het schermrooster en de anode. Op deze verdeeling is de anodespanning van invloed. De totale electronenstroom, die van de kathode uit door het stuurrooster heen gaat en zich over het schermrooster en de anode moet verdeelen, blijft in feite echter onafhankelijk van de anodespanning. Deze wordt namelijk door de potentiaal in het vlak van het stuurrooster bepaald, terwijl deze laatste weer wordt bepaald door de potentiaal in het vlak van het schermrooster. Nu zal de gemiddelde potentiaal in het vlak

van het schermrooster, en dus ook de electronenstroom slechts in geringe mate van de anodespanning afhangen, daar dit rooster doorgaans zeer dicht is gewikkeld. De anodespanning blijft echter steeds een geringen invloed op de gemiddelde potentiaal in het vlak van het schermrooster uitoefenen, zooals fig. 138 ook aantoont, daar het veld van de anode door de mazen tusschen de schermroosterdraden heen grijpt, zij het dan ook minder dan bij een stuurrooster van een triode het geval is. Daarom heeft de anodespanning dan ook een geringen invloed op den electronenstroom.

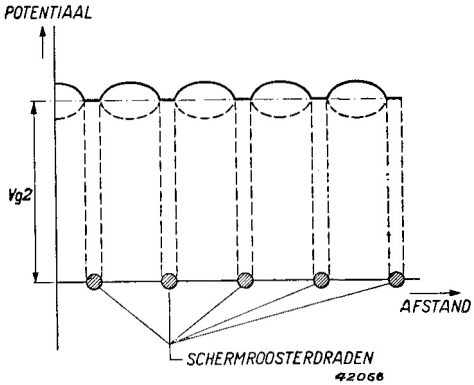


Fig. 138

Verloop van de potentiaal in het vlak van het schermrooster, indien de anodespanning aanmerkelijk hooger (getrokken kromme), of aanmerkelijk lager (gestippelde kromme) is dan de schermroosterspanning.

De electronen verlaten het vlak van het schermrooster met een snelheid, die overeenkomt met de potentiaal in het vlak van het schermrooster. Neemt men nu aan, dat de electronen evenwijdige banen beschrijven, die loodrecht op het vlak van het schermrooster staan, dan zou een zeer geringe spanning aan de anode voldoende zijn om alle electronen, die door de mazen schieten, tegen de anode te laten botsen. De stroomverdeeling zou dan daaruit bestaan, dat de electronen, waarvan de banen tegen de schermroosterdraden eindigen, den **schermroosterstroom** vormen en dat die electronen, waarvan de banen tusschen de schermroosterdraden heen gaan, den **anodestroom** vormen.

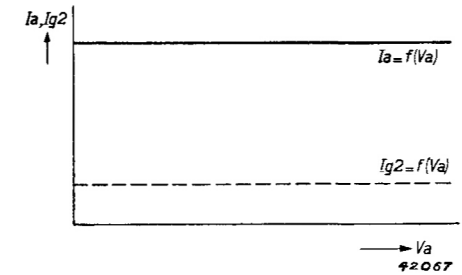


Fig. 139

Anodestroom/anodespanningskarakteristiek (getrokken lijn) en schermroosterstroom/anodespanningskarakteristiek (gestippelde lijn) van een schermroosterbuis, voor het geval, dat de electronenbanen in de buis evenwijdig zouden loopen (zonder rekening te houden met verschijnselen, die met de ruimtelading verband houden).

De electronenstroom, die de kathode verlaat, zou zich dan met dezelfde verhouding over het schermrooster en de anode verdeelen als de verhouding tusschen de oppervlakte van de schermroosterdraden en die van de schermroostermazen. Indien een zeer lage anodespanning reeds voldoende zou zijn om alle electronen, die door de

schermroostermazen heen schieten, tegen de anode te laten botsen, zouden de anodestroom/anodespanningskarakteristiek en de schermroosterstroom/anodespanningskarakteristiek moeten verloopen, zooals door fig. 139 wordt voorgesteld; in werkelijkheid zullen echter de anodestroom- en schermroosterstroomkarakteristiek, als men het effect van de secundaire emissie van het schermrooster en de anode buiten beschouwing laat (zie onder d), een verloop hebben, zooals door fig. 140 wordt voorgesteld. In de stroomverdeeling, zooals in deze figuur wordt uitgebeeld, kan men nu twee gebieden onderscheiden, te weten:

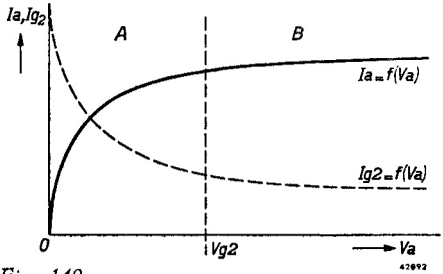


Fig. 140
Anodestroom/anodespanningskarakteristiek (getrokken kromme) en schermroosterstroom/anodespanningskarakteristiek (gestippelde lijn), zooals deze in werkelijkheid bij een schermroosterbuis, bij afwezigheid van de verschijnselen, die met de secundaire emissie verband houden, worden gemeten (zonder ruimtelading). In de stroomverdeeling, die hierbij aanwezig is, kan men twee gebieden onderscheiden, te weten het gebied, waarin V_a tusschen 0 en ongeveer V_{g2} ligt, het gebied van terugkeerende electronen (A) en het gebied, waarin $V_a > V_{g2}$, het gebied van doorloopende electroden (B).

α) $V_a \leqslant V_{g2}$; dit is het gebied waarin electronen uit de ruimte tusschen schermrooster en anode terugkeeren. Dit gebied wordt in fig. 140 door A aangeduid.

β) $V_a > V_{g2}$; dit is het gebied waarin alle electronen, die door het schermrooster schieten, de anode bereiken. Dit gebied wordt in fig. 140 door B aangeduid.

α) De stroomverdeeling in het gebied van terugkeerende electronen

Het verloop van de I_a/V_a karakteristiek houdt in dit gebied (zie ook fig. 140) verband met de omstandigheid, dat de electronen bij de hierin toegepaste anodespanningen door de veldverdeeling in de nabijheid van het schermrooster worden afgebogen. Deze afbuiging geschiedt in de richting van de positieve schermroosterdraden.

Indien een electron a (zie fig. 141) zich in het midden tusschen twee roosterdraden beweegt, zal hierop geen zijwaartsche kracht worden uitgeoefend, zoodat het electron zich dus in de richting loodrecht op het vlak van het schermrooster verplaatst. De snelheid, waarmede het electron dit vlak verlaat, komt overeen met de potentiaal op de plaats, waar dit het vlak van het schermrooster overschrijdt. Deze potentiaal is ongeveer gelijk aan de gemiddelde potentiaal in het schermroostervlak. Een electron b ondervindt in de nabijheid van een roosterdraad een zijwaartsche aantrekkingskracht, waardoor de baan met een hoek α

van de oorspronkelijke richting afwijkt. Het electron zal dan de anode alleen bereiken, als de normale component van de snelheid $v_n = v \cos \alpha$ grooter is dan de snelheid, die met het potentiaalverschil $V_{g2} - V_a$ tusschen schermrooster en anode overeenkomt. Indien de normale component v_n kleiner is dan overeenkomend met $V_{g2} - V_a$, wordt de anode niet bereikt. Het electron keert dan voor de anode om, beweegt zich weer in de richting van het schermrooster en zal zich hetzij direct naar een schermroosterdraad begeven of in de ruimte tusschen stuurrooster en schermrooster geraken, daar omkeeren, zich opnieuw in de richting van het schermrooster bewegen en soms na verscheidene malen heen en weer slingeren om een schermroosterdraad hierop terecht komen. Op grond van den bovenstaanden eisch voor de normale component v_n geldt dus voor een electron, dat de anode bereikt, de volgende vergelijking:

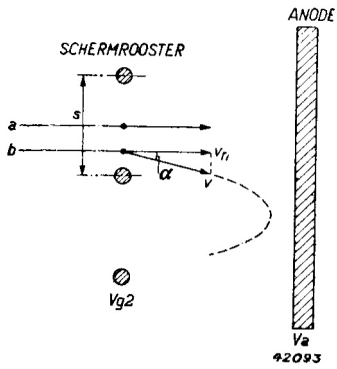


Fig. 141
Afbuiging van een door het schermrooster loopend electron. De afbuiging is des te grooter, naarmate het electron dichter langs een roosterdraad gaat (bijv. b); er is geen afbuiging, indien een electron juist in het midden tusschen twee draden door het vlak van het schermrooster gaat (a).

$$(3) \qquad v_n \geqq \sqrt{\frac{2e}{m}(V_{g2} - V_a)}.$$

Indien men nu in aanmerking neemt, dat $v_n = v \cos \alpha$ en $v = \sqrt{\frac{2e}{m} V_{g2}}$, en men dit in de vergelijking (3) invult, verkrijgt men:

$$(4) \qquad \sqrt{\frac{2e}{m} V_{g2}} \cdot \cos \alpha \geqq \sqrt{\frac{2e}{m} (V_{g2} - V_a)}$$

of

$$V_{g2} \cos^2 \alpha \geqq V_{g2} - V_a$$

of

$$(5) \qquad V_a \geqq V_{g2} \sin^2 \alpha.$$

Uit vergelijking (5) blijkt, dat een electron, dat het schermroostervlak met een hoek α ten opzichte van de loodlijn op het vlak verlaat, de anode alleen kan bereiken, indien de anodespanning grooter is dan $V_{g2} \sin^2 \alpha$. Indien $\alpha = 0$, wordt, zooals te verwachten is, $V_a = 0$. Nu ondergaan de electronen bij het doorloopen van het schermroostervlak een afbuiging, die afhankelijk is van de plaats, waar hun baan dit vlak

snijdt. De hoek α is namelijk afhankelijk van den afstand x tusschen deze plaats en het midden tusschen twee roosterdraden, en wel is α in ruwe benadering evenredig met x.
Bij de anodespanning $V_a = 0$ is de anodestroom $I_a = 0$. In dit geval keeren dus alle electronen terug naar het schermrooster. Als de anodespanning van nul af toeneemt, zullen eerst de electronen met een kleine afbuiging de anode bereiken of, zooals men dit noemt, door de anode worden overgenomen, waarna de electronen met grootere afbuigingshoeken successievelijk volgen. Zoodra de anodespanning zóó groot is, dat ook voor den grootsten afbuigingshoek $V_a > V_{g2} \sin^2\alpha$, zal de anodestroom zijn maximale waarde hebben bereikt.
Men kan afleiden, dat de anodestroom I_a in het gebied van terugkeerende electronen een zeker deel van den totalen door de kathode geëmitteerden stroom I_k uitmaakt; dit wordt bij benadering volgens de onderstaande formule door de schermroosterspanning en de anodespanning bepaald:

$$I_a = I_k \, K \sqrt{\frac{V_a}{V_{g2}}}, \tag{6}$$

waarin K een constante, die omgekeerd evenredig is met den spoed s (zie ook fig. 141) van het schermrooster en van de constructie van de buis afhangt.
Daar een steil verloop van de anodestroomkromme in dit gebied in de meeste gevallen gewenscht is, opdat het vlakke verloop van deze kromme zoo spoedig mogelijk begint, moet de afbuiging in het vlak van het schermrooster zoo gering mogelijk worden gehouden. Dit kan men bereiken, door den spoed van het schermrooster klein te houden.

β) De stroomverdeeling in het gebied van doorloopende electronen

In dit gebied bereiken alle electronen, die door de mazen van het schermrooster heen schieten, de anode. De veldverdeeling in de omgeving van het schermrooster, die afhangt van de potentialen aan de anode en aan het schermrooster, kan de electronen, die uit het vlak van het stuurrooster treden, gedeeltelijk op de draden of in de mazen van het schermrooster concentreeren, en in een bijzonder geval zullen de electronen zich langs evenwijdige banen door het vlak van het schermrooster verplaatsen (indien de potentiaal, die door de anodepotentiaal in het schermroostervlak wordt veroorzaakt, gelijk is aan de potentiaal van het schermrooster). Dientengevolge bestaat een bepaald verband tusschen de stroomverdeeling tusschen anode en schermrooster en de potentialen van deze electroden.

Het verloop van de I_a/V_a karakteristiek houdt in dit gebied, evenals in het gebied van omgekeerde electronen, verband met de omstandigheid, dat de electronen door de veldverdeeling in de nabijheid van het schermrooster worden afgebogen.

c) De ruimtelading in de ruimte tusschen schermrooster en anode, de virtueele kathode

De bovenstaande beschouwingen over de stroomverdeeling of het overnemen van den stroom gelden alleen met nauwkeurigheid, indien geen ruimtelading in de ruimte tusschen schermrooster en anode aanwezig

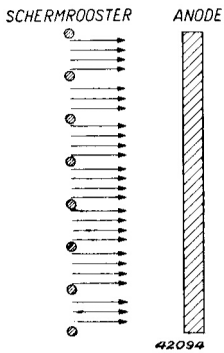


Fig. 142
Beweging van de electronen door het vlak van het schermrooster naar de anode.

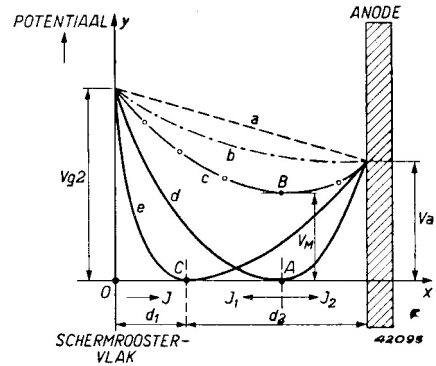


Fig. 143
Potentiaalverdeeling tusschen schermrooster en anode bij verschillende stroomsterkten.

is. In de meeste gevallen zal de ruimtelading bij de groote snelheden van de electronen, zooals deze in de practijk voorkomen, ook zóó gering zijn, dat met den invloed ervan geen rekening behoeft te worden gehouden. In vele gevallen wordt echter met opzet een groote dichtheid van de ruimtelading in de ruimte tusschen schermrooster en anode opgewekt. In verband hiermee zal nu het potentiaalveld in de ruimte tusschen schermrooster en anode van een tetrode worden beschouwd.
Eenvoudigheidshalve zal hierbij worden uitgegaan van vlakke, evenwijdige electroden en van electronen, die het schermroostervlak in loodrechte richting doorloopen (zie ook fig. 142), en wel met een snelheid, die met de gemiddelde potentiaal V_{g2} in het schermroostervlak overeenkomt. Legt men aan het schermrooster een potentiaal V_{g2} en aan de anode een potentiaal V_a, dan wordt de potentiaalverdeeling, als geen ruimtelading aanwezig is, door de gestippelde lijn a van fig. 143 voorgesteld. Indien men den electronenstroom in de ruimte tusschen scherm-

rooster en anode vergroot, door bijvoorbeeld de stuurroosterspanning te verhoogen, zal de potentiaal in de ruimte tusschen schermrooster en anode, ten gevolge van de hierdoor opgewekte ruimtelading, dalen.
Het potentiaalverdeelingsdiagram zal in dit gebied dan volgens een kromme lijn verloopen, zooals bijvoorbeeld de streep-puntlijn b in fig. 143 voorstelt. Indien de electronenstroom nog grooter wordt, zal de dichtheid tenslotte zóó groot worden, dat de potentiaal een minimum bereikt (fig. 143, kromme c). Daar dit minimum in het geval van de kromme c van fig. 143 in het punt B hooger ligt dan de potentiaal van de kathode ($V = 0$), zal dit minimum door alle electronen, die door het schermrooster heen schieten, toch worden bereikt, waarna zij zich verder naar de hoogere potentiaal van de anode (V_a) verplaatsen. Als de electronenstroom verder toeneemt, zal het minimum van de potentiaal de nul-as ($V = 0$) in het punt A bereiken. De stroomverdeeling verandert dan zoodanig, dat een deel van de electronen in het minimum van de potentiaal omkeert en zich weer terug naar het schermrooster beweegt. Hierdoor neemt de electronenstroom naar de anode af, terwijl de dichtheid van de ruimtelading links van het punt A toeneemt. Indien de electronenstroom door het schermrooster nog grooter wordt, zal de dichtheid van de ruimtelading links van het critische punt A toenemen en het minimum van de potentiaal naar links verschuiven (kromme e van fig. 143). In dat geval zullen naar verhouding nog meer electronen in het potentiaalminimum omkeeren en dienovereenkomstig minder electronen door het potentiaalminimum gaan. Als de dichtheid van de ruimtelading in de ruimte tusschen schermrooster en anode voldoende groot is, kan zij dus invloed hebben op de stroomverdeeling tusschen schermrooster en anode.
In het punt A of C zijn de veldsterkte en de potentiaal klaarblijkelijk gelijk aan 0. Daar dit voor een kathode eveneens het geval is, kan men zich in het punt A of C een kathode voorstellen (evenwijdig aan de anode), die in de ruimte tusschen deze denkbeeldige kathode en de anode electronen uitzendt. Een dergelijke denkbeeldige kathode, die door een potentiaalminimum ontstaat, noemt men een **virtueele kathode.** In het geval van de kromme e, fig. 143, heeft men dus een virtueele kathode in het punt C en een anode op een afstand d_2 van deze denkbeeldige kathode, dus een diode met een anodespanning gelijk aan V_a. De virtueele kathode zendt echter ook electronen in de richting van de kathode terug, zoodat de eerstgenoemde electronen van de kathode ontvangt en een gedeelte hiervan weer naar de kathode terugzendt.
Uit de bovenstaande beschouwingen blijkt, dat bij een zoodanige dichte ruimtelading in de ruimte tusschen schermrooster en anode, waarbij het potentiaalminimum nul bereikt, een gedeelte van den electronenstroom,

die door het vlak van het schermrooster gaat, ten gevolge van dit minimum omkeert, zoodat de stroomverdeeling hierdoor wordt beinvloed. Uit de volgende sectie van deze paragraaf zal nog blijken, op welke wijze dit potentiaalminimum in de ruimte tusschen schermrooster en anode van nut kan zijn.

d) De secundaire emissie van de anode en het schermrooster bij een tetrode

Indien achter het schermrooster een anode is opgesteld, zooals bij een schermroosterbuis of tetrode het geval is, zullen door de electronen, die tegen de anode botsen, secundaire electronen uit de anode vrij komen, als de electronen voldoende snelheid hebben, dus als de anodespanning voldoende hoog is (zie ook hoofdstuk V). Secundaire electronen zullen op deze wijze reeds vrij worden gemaakt, indien de anodespanning lager is dan de normale schermroosterspanning (bijv. 100 V). Bij een anodespanning, die lager is dan de schermroosterspanning, zullen secundaire electronen, die uit de anode vrij komen, zich in de richting van de hoogere potentiaal van het schermroostervlak verplaatsen en door de draden van dit rooster worden opgevangen. Bij een anodespanning, die hooger is dan de schermroosterspanning (bijv. meer dan 20 V hooger), zullen de naar verhouding langzame secundaire electronen naar de anode terugkeeren, daar deze niet tegen het potentiaalverval van de anode naar het schermrooster kunnen oploopen. Door de vrijgemaakte secundaire electronen, die zich bij een anodespanning, die lager is dan de schermroosterspanning, naar het schermrooster verplaatsen, ontstaat een stroom, die tegengesteld is gericht aan den normalen anodestroom. De grootte van dezen stroom, die den normalen primairen anodestroom dus vermindert, is afhankelijk van den secundaire-emissiefactor van het materiaal, waaruit de anode bestaat, en deze factor hangt weer af van de anodespanning (zie ook hoofdstuk V, § 1). Indien de secundaire-emissiefactor in een bepaald anodespanningsgebied grooter is dan 1, zal de anodestroom in dat gebied negatief zijn. Het positieve schermrooster wordt eveneens aan een bombardement van electronen blootgesteld. Hierdoor komen uit de schermroosterdraden secundaire electronen vrij. Indien de potentiaal van de anode hooger is dan die van het schermrooster, zullen deze secundaire electronen zich naar de anode verplaatsen, waardoor de anodestroom toe- en de schermroosterstroom afneemt. Als de anodespanning lager is dan de schermroosterspanning, zullen de secundaire electronen uit het schermrooster daarentegen weer op het schermrooster terugvallen.

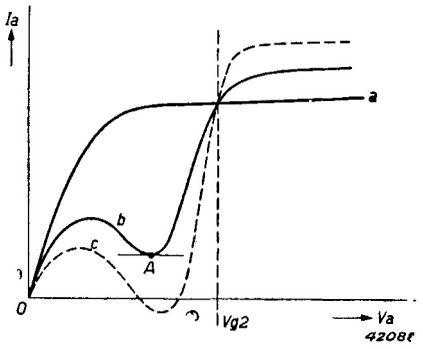


Fig. 144

Kromme a: I_a/V_a kromme van een tetrode bij een bepaalde stuurroosterspanning, voor het geval, dat geen secundaire emissie van anode en schermrooster optreedt. Deze kromme wordt dus door de stroomovername bepaald.
Kromme b: I_a/V_a kromme van een tetrode, zooals deze bij het optreden van secundaire emissie van anode en schermrooster wordt gemeten. De secundaire-emissiefactor van de anode is hierbij kleiner dan 1.
Kromme c: I_a/V_a kromme van een tetrode met secundaire emissie van schermrooster en anode, indien de secundaire-emissiefactor van de anode grooter is dan 1. De anodestroom wordt in een bepaald gebied negatief.

Indien men de I_a/V_a karakteristiek van een tetrode (bij een bepaalde stuurroosterpotentiaal) opneemt, zal blijken, dat deze belangrijk afwijkt van de theoretische kromme, zooals deze door a in fig. 144 wordt voorgesteld. In de meeste gevallen zal de kromme verloopen volgens de lijn b van fig. 144. De vorm van deze kromme is een gevolg van de secundaire electronenemissie van de anode en van het schermrooster. Indien men de anodespanning van de waarde nul af opvoert, zal de invloed van de secundaire emissie van de anode spoedig kunnen worden waargenomen. De anodestroom is kleiner, dan de kromme a aangeeft. Daar de secundaire-emissiefactor toeneemt, naarmate de anodespanning hooger wordt, zal het verschil tusschen de anodestroomen van krommen a en b percentsgewijze steeds toenemen. Zoodra de kromme a nu horizontaal begint te verloopen, zal de anodestroom volgens de kromme b beginnen af te nemen. De inwendige weerstand van de buis wordt in dit geval dus negatief. Deze vermindering van den anodestroom met toenemende anodespanning houdt aan, tot de anodespanning de schermroosterspanning nadert. Het spanningsverschil tusschen de anode en het schermrooster is dan te gering voor het doen ontstaan van een belangrijken door de ruimtelading begrensden secundairen electronenstroom van het schermrooster naar de anode (men kan de anode als kathode en het schermrooster als anode van een diode beschouwen, waarvan de anodespanning gelijk is aan $V_{g2} - V_a$) [1]). Als gevolg daarvan zal de anodestroom van de buis weer toenemen en de waarde volgens de kromme a naderen. In dit gebied begint de invloed van de secundaire emissie van het schermrooster zich te doen gelden, en ongeveer als de anodespanning hooger wordt dan de schermroosterspanning, zal ook de anodestroom toenemen en grooter worden dan de waarde volgens kromme a.

[1]) Zie ook hoofdstuk XXX, § 1.

Daar de schermroosterstroom doorgaans veel zwakker is dan de anodestroom, zal de toeneming van den anodestroom ten gevolge van de secundaire emissie van het schermrooster ook aanmerkelijk geringer zijn dan de vermindering van den anodestroom door de secundaire emissie van de anode. De waarde van den anodestroom in het minimum A van de kromme b houdt, zooals hierboven werd uiteengezet, verband met het vermogen van de oppervlakte der anode om secundaire electronen te emitteeren [1]). Hierbij werd er ook op gewezen, dat de secundaire electronenstroom grooter kan zijn dan de primaire electronenstroom. Deze toestand wordt door de gestippelde kromme c van fig. 144 voorgesteld. Uit de hierboven gegeven uiteenzettingen blijkt, dat de inwendige weerstand van een schermroosterbuis in hooge mate afhangt van de secundaire emissie van anode en schermrooster.

De verschijnselen, die verband houden met de secundaire emissie in een schermroosterbuis, kunnen op tweeërlei wijze worden verholpen, althans kan de uitwerking ervan aanzienlijk worden verminderd. Eén van deze middelen, en wel het technisch meest juiste, wordt in de volgende paragraaf beschreven, terwijl het andere middel, dat bij eindbuizen soms wordt toegepast, hieronder in het kort zal worden verklaard.

Uit de vorige sectie van deze paragraaf bleek reeds, dat, indien de dichtheid van de ruimtelading in de ruimte tusschen schermrooster en anode groot is, de potentiaal een minimum bereikt (zie ook bijvoorbeeld de kromme c van fig. 143). Een dergelijk potentiaalminimum veroorzaakt een zoodanige richting van de veldsterkte aan de anode, dat de naar verhouding trage secundaire electronen hier niet tegen op kunnen loopen. Deze electronen worden dus naar de anode teruggedreven, terwijl de primaire electronen van het potentiaalminimum geen invloed ondervinden, daar de absolute waarde van de potentiaal van dit minimum in de ruimte tusschen schermrooster en anode positief is. De verdeeling van de potentiaal is echter sterk afhankelijk van den electronenstroom en van de spanningen aan de electroden, zoodat dit middel alleen bij een bepaalden stroom en bij bepaalde spanningen uitwerking heeft. De verdeeling van de potentiaal hangt tevens af van den afstand tusschen schermrooster en anode. Naarmate deze afstand grooter is, des te grooter zal de invloed van de ruimtelading zijn en des te dieper zal de potentiaalverdeelingskromme in de ruimte tusschen schermrooster en anode doorzakken. Toch kan men dezen afstand niet al te groot kiezen; bij de groote waarden van den stroom, zooals bij volle sturing van de buis kunnen voorkomen, zou de potentiaal in het minimum zoo sterk dalen, dat primaire electronen hiervoor zouden omkeeren. Er is

[1]) Zie ook hoofdstuk XXX, § 2b.

dus een bepaalde gunstigste afstand, die voor het onderdrukken van de secundaire emissie bij bepaalde electrische gegevens van de buis optimaal is.

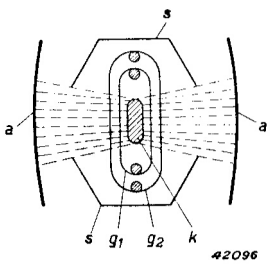


Fig. 145

Opstelling van de electroden van een eindbuis, waarvan de secundaire emissie door groote dichtheid van de ruimtelading in de ruimte tusschen schermrooster en anode wordt onderdrukt.
a = anode
g_1 = stuurrooster
g_2 = schermrooster
k = kathode
s = concentreerende afschermplaatjes op kathodepotentiaal

In buizen, waarbij de secundaire emissie door een groote dichtheid van de ruimtelading in de ruimte tusschen schermrooster en anode wordt onderdrukt, wordt de anode dus op grooteren afstand van het schermrooster opgesteld, dan bij schermroosterbuizen normaal het geval is, terwijl de electronenbanen in deze ruimte door afschermplaatjes met dezelfde potentiaal als de kathode worden samengedrongen, ten einde de vereischte groote dichtheid van de ruimtelading te bereiken (zie fig. 145).

§ 3. Het vangrooster

Een ander middel voor het onderdrukken van de secundaire electronenstroomen van schermrooster en anode, die op de versterking dikwijls een storenden invloed hebben, bestaat hierin, dat een zoogenaamd vangrooster tusschen het schermrooster en de anode wordt aangebracht (in feite geeft deze ingeburgerde benaming een verkeerden indruk van de werking van dit rooster). Het vangrooster wordt meestal met zeer wijde mazen uitgevoerd en heeft dezelfde potentiaal als de kathode, of een potentiaal, die hiervan slechts weinig verschilt.

Ten gevolge van het vangrooster, dat zich op dezelfde potentiaal bevindt als de kathode, ontstaat tusschen schermrooster en anode een uitgesproken potentiaalminimum. Fig. 146b geeft het verloop van de potentiaal in de doorsnede A-B van de volgens fig. 146a opgestelde electroden (evenwijdige, vlakke electroden), en het potentiaalminimum in het vlak van het vangrooster, waarbij de ruimteladingen buiten beschouwing worden gelaten. Door de aanwezigheid van dit minimum vóór de anode zullen de betrekkelijk langzame secundaire electronen, die uit de anode worden gestooten, niet tegen de veldsterkte in de ruimte tusschen vangrooster en anode kunnen oploopen, zoodat deze weer naar de anode terugkeeren. De secundaire electronen, die uit het schermrooster worden gestooten, zullen het potentiaalverval tusschen het vlak van het schermrooster en dat van het vangrooster evenmin kunnen overwinnen en keeren weer naar het schermrooster terug.

In de mazen van het vangrooster, waarvan de potentiaal gelijk is aan 0 V, zal de potentiaal, ten gevolge van de doorgrijpende werking van de anode- en de schermroosterpotentiaal, positief zijn. De gemiddelde potentiaal in het vlak van het vangrooster is afhankelijk van de afstanden tusschen vangrooster, anode en schermrooster en van den spoed waarmee het vangrooster is gewikkeld, alsmede van de draaddikte. Indien deze gemiddelde potentiaal een te hooge waarde heeft, zal het tegenwerkende veld tusschen anode en vangrooster onvoldoende zijn om den secundairen electronenstroom te onderdrukken. Bij zeer lage waarden van deze potentiaal kunnen de primaire electronen daarentegen het vlak van het vangrooster niet meer passeeren. Als de spoed zeer klein is, nadert de gemiddelde potentiaal in het vlak van het vangrooster namelijk de waarde nul, en de electronen, die in de nabijheid van het schermrooster van de normale richting zijn afgebogen, zullen het vlak van het vangrooster niet meer kunnen bereiken. Het vangrooster moet dus zoodanig zijn gedimensioneerd, dat de primaire electronen in het desbetreffende gebied van de karakteristieken nog voldoende worden doorgelaten, terwijl de secundaire electronen worden tegengehouden.

In de practijk hebben de vangroosters doorgaans dan ook een betrekkelijk grooten spoed.

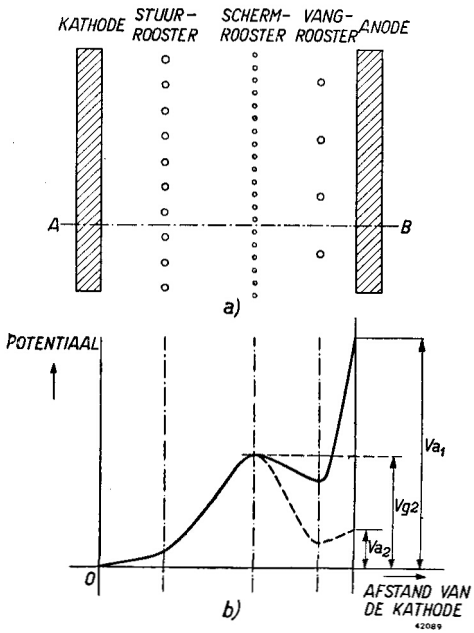


Fig. 146

a) Doorsnede door een electrodensysteem van een schermroosterbuis met vangrooster en evenwijdige, vlakke electroden.
b) *Getrokken kromme:* Potentiaalverdeeling in de doorsnede A-B van de buis, die door fig. 146a wordt voorgesteld, bij een anodespanning V_{a1}, die hooger is dan de schermroosterspanning V_{g2}.
Gestippelde kromme: Potentiaalverdeeling in de doorsnede A-B bij een anodespanning V_{a2}, die lager is dan de schermroosterspanning.
Bij deze krommen wordt geen rekening gehouden met de aanwezigheid van ruimteladingen.

Het vangrooster oefent op de primaire stroomverdeeling tusschen anode en schermrooster een ongunstigen invloed uit; de schermroosterstroom is grooter en de anodestroom kleiner dan bij een overeenkomstige tetrode (zonder secundaire electronenemissie) het geval zou zijn. Hier staat

tegenover, dat de invloed van de anodespanning op den totalen kathodestroom I_k door het vangrooster wordt verminderd; de anodespanning echter heeft een grooteren invloed op de stroomverdeeling.

§ 4. Een tweede stuurrooster achter een schermrooster

In hexoden, heptoden en octoden bevinden zich twee stuurroosters, en wel één om de kathode, terwijl het tweede zich achter een schermrooster bevindt. Terwijl schermroosterbuizen met een vangrooster (penthoden) zoodanig worden gedimensioneerd, dat de electronenstroom naar de anode zooveel mogelijk onafhankelijk is van de gemiddelde potentiaal in het vlak van het vangrooster, zal het bij buizen, waarin zich achter het schermrooster een stuurrooster bevindt, meestal gewenscht zijn, dat de stuurspanning in het vlak van het tweede stuurrooster een zoo groot mogelijken invloed heeft op den electronenstroom, die door dit rooster vloeit. Een dergelijk rooster zal daarom een kleinen spoed en zoodoende een groote sturende werking hebben.

§ 5. Een schermrooster achter een tweede stuurrooster

In de buistypen met twee stuurroosters, die in de vorige paragraaf zijn beschreven (hexoden, heptoden en octoden), bevindt zich achter het tweede stuurrooster nog een tweede schermrooster. Indien men het vlak van het eerste schermrooster weer als kathode beschouwt, heeft het tweede schermrooster achter het tweede stuurrooster dezelfde taak te vervullen als het schermrooster in een schermroosterbuis (tetrode of penthode).

HOOFDSTUK XIV

De buiscapaciteiten

§ 1. De verschillende electrodecapaciteiten bij afwezigheid van ruimtelading

Beschouwen we een diode, dan is het duidelijk, dat haar kathode en anode als twee platen van een condensator zijn op te vatten, waarbij de luchtledige ruimte tusschen deze electroden het diëlectricum voorstelt. De kathode en de anode van een diode hebben dus een zekere capaciteit ten opzichte van elkaar. Men zal deze capaciteit meestal door het symbool C_{ak} aangeduid vinden. Ook de toevoerdraden van de hulscontacten van de buis naar de kathode en de anode van deze diode en de hulscontacten zelf hebben een zekere capaciteit t.o.v. elkaar. Deze vergrooten de capaciteit tusschen de electroden. Heeft men de kathode van de diode geaard, dan wordt de capaciteit tusschen kathode en anode bovendien nog vergroot door de capaciteit van de anode t.o.v. andere onderdeelen in de buis, die ook geaard zijn, bijv. door de capaciteit van de anode ten opzichte van de metalliseering op den ballon, of ten opzichte van een in den ballon aanwezige geaarde afscherming. Fig. 147 illustreert dit geval; hieruit is te zien, hoe de capaciteit C_{am} tusschen metalliseering en anode de capaciteit C_{ak} vergroot.

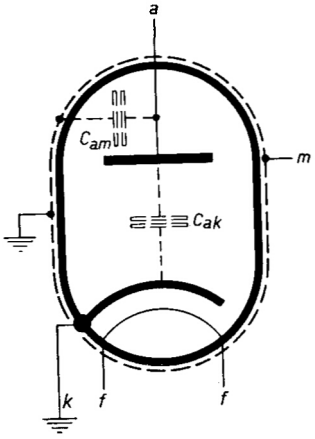


Fig. 147
Schematische voorstelling van de vergrooting van de capaciteit van een diodeanode t.o.v. de kathode, die geaard is, door de capaciteit van de anode naar een geaard onderdeel, in dit geval de metalliseering.

Men kan van een buis een zeer overzichtelijk capaciteitsschema opstellen, wanneer men de electroden als hoekpunten van een meetkundige figuur teekent, bijv. een driehoek, vierhoek, enz., en tusschen deze punten de aanwezige capaciteiten schematisch aanbrengt. In figuur 148 is dit gedaan voor de diode, die als eerste voorbeeld werd beschouwd.

Volgens deze figuur zijn in de diode aanwezig een capaciteit tusschen anode en kathode, tusschen anode en metalliseering en tusschen kathode en metalliseering. Men noemt ieder van deze capaciteiten een **deelcapa-**

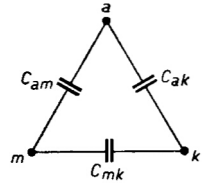


Fig. 148
Schematische voorstelling van de in een diode met gemetalliseerden ballon aanwezige capaciteiten.

citeit van de bewuste electrode t.o.v. de andere electroden. Wanneer m en k geaard zijn, is de anodecapaciteit C_a gelijk aan de som van de capaciteiten C_{am} en C_{ak}. Bij buizen met indirecte verhitting moet men ook den in het kathodebuisje aanwezigen gloeidraad als electrode beschouwen en rekening houden met de capaciteiten hiervan t.o.v. de andere electroden van de buis. Zijn gloeidraad en kathode beide geaard, dan is de capaciteit tusschen deze electroden van geen belang. Ze kan echter een rol spelen, wanneer de kathode niet en de gloeidraad wel is geaard.
Men zal bij metingen vaststellen, dat de capaciteiten van buiselectroden andere waarden opleveren, naar gelang dat men de metingen uitvoert met een koude kathode of met een warme kathode. Dit is te wijten aan de aanwezigheid of afwezigheid van de ruimtelading; op den invloed van de ruimtelading op de capaciteiten zullen we in de volgende paragraaf nog in het kort terugkomen.
Een deel van de electrodecapaciteiten ligt parallel aan H.F., M.F. of L.F. ketens en vergroot de hierin aanwezige capaciteiten. Andere veroorzaken koppelingen tusschen ketens, die op verschillende buiselectroden zijn aangesloten, waardoor ongewenschte effecten kunnen ontstaan. Zoo kunnen op bepaalde kringen storende spanningen terecht komen (zie ook hoofdstuk XXVII) en er kunnen versterkte spanningen teruggekoppeld worden, hetgeen een genereeren van de schakeling kan veroorzaken (er kunnen spanningen aan een electrode door spanningen aan een andere electrode, die eerst capacitief op de eerstgenoemde electrode worden overgebracht, worden gemoduleerd). De buiscapaciteiten kunnen de afstemming van aangesloten kringen beïnvloeden of kunnen een belasting vormen voor de aangesloten spanningsbron. Het is daarom van belang deze capaciteiten en hun gedrag nauwkeurig te kennen. Om deze reden worden in de publicaties van gegevens van radiobuizen steeds de belangrijkste van de verschillende electrodecapaciteiten opgegeven. **Deze publicaties hebben steeds, voor zoover niet anders wordt vermeld, betrekking op de capaciteiten, die bij koude kathode worden gemeten.**

a) De capaciteiten van een triode

In een triode zijn, indien men voorloopig andere deelen (metalliseering, gloeidraad, e.d.) buiten beschouwing laat, een kathode, een rooster en een anode aanwezig. Er zijn dus in dit geval drie capaciteiten te onderscheiden, namelijk een capaciteit C_{gk} tusschen rooster en kathode, een capaciteit C_{ag} tusschen anode en rooster en een capaciteit C_{ak} tusschen anode en kathode.

Deze drie capaciteiten leveren ons den in fig. 149 geteekenden capaciteitsdriehoek.

α) De roostercapaciteit

De roostercapaciteit C_g bestaat uit de capaciteiten van het rooster naar alle andere electroden en deelen in de buis behalve de anode, dus voor een triode uit de som van de capaciteiten naar de kathode, de metalliseering en den gloeidraad. Deze capaciteit wordt soms ook **ingangscapaciteit** genoemd.

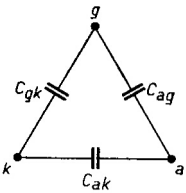


Fig. 149
Schematische voorstelling van de drie capaciteiten van een triode.

β) De anodecapaciteit

De anodecapaciteit C_a bestaat uit de capaciteiten van de anode naar alle andere electroden en deelen in de buis behalve het stuurrooster, dus voor een triode uit de som van de capaciteiten naar de kathode, de metalliseering en den gloeidraad. Deze capaciteit wordt soms ook uitgangscapaciteit genoemd.

γ) De rooster-anodecapaciteit

Door de rooster-anodecapaciteit C_{ag} kan de anodeketen op de roosterketen terugwerken. Is in de anodeketen een impedantie of weerstand opgenomen, dan ontstaat hierover ten gevolge van den anodewisselstroom een wisselspanning. Deze wisselspanning is gewoonlijk veel grooter dan de roosterwisselspanning. Indien in de anodeketen een zuiver ohmsche weerstand aanwezig is (zie fig. 150a), is de wisselspanning van de anode t.o.v. de kathode juist in tegenfase met de wisselspanning van het rooster t.o.v. de kathode. Is nu de roosterwisselspanning V_{gk}, de anodewisselspanning V_{ak} en de versterking $\left(\frac{-V_{ak}}{V_{gk}}\right)$ gelijk aan G, dan is $V_{ak} = -G.V_{gk}$. De wisselspanning tusschen rooster en anode is gelijk aan $V_{gk} - V_{ak} = V_{gk} + GV_{gk} = (G + 1)V_{gk}$. De stroom I_{Cag} door de rooster-anodecapaciteit is dientengevolgelijk aan

$$(1) \qquad I_{Cag} = j\omega C_{ag} (G + 1) V_{gk}.$$

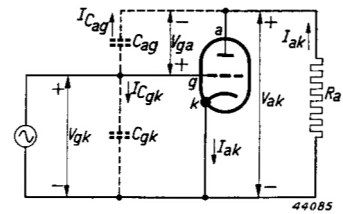


Fig. 150a

Versterkingsschakeling van een triode met anodeweerstand R_a, waarin gestippeld aangegeven de buiscapaciteiten C_{ag} en C_{gk}. De positieve richtingen van de stroomen door de capaciteiten en den anodeweerstand zijn door enkele pijlen aangeduid. De positieve richtingen van de spanningen zijn aangegeven door dubbele pijlen voorzien van + en — teekens.

Deze stroom vloeit dus van het rooster over de anode naar de kathode en is schijnbaar afkomstig van een capaciteit $(G + 1)C_{ag}$, welke parallel aan de rooster-kathodecapaciteit is geschakeld.

Bij een zuiver ohmschen weerstand in de anodeketen is de wisselstroom van de anode naar de kathode door de buis in fase met de wisselspanning tusschen rooster en kathode V_{gk} (zie fig. 150a). De wisselspanning van de anode t.o.v. de kathode is dan in tegenfase met de wisselspanning van het rooster t.o.v. de kathode, en de wisselspanning van het rooster t.o.v. de anode, welke gelijk is aan $V_{gk}—V_{ak}$, is dus in fase met de wisselspanning van het rooster t.o.v. de kathode. Daar V_{ga} en V_{gk} in fase zijn, zullen ook de stroomen door C_{ag} en C_{gk} met elkaar in fase zijn. We zien, dat bij een zuiver ohmschen weerstand of een impedantie in de anodeketen, die een zuiver ohmsch karakter heeft (trillingskring bij resonantie), de stroomen door de C_{ag} en de C_{gk} elkander vergrooten.

Wordt het bovenstaande in een vectordiagram uitgezet, dan ontstaat fig 150b. De spanningen V_{gk} en V_{ga} zijn met elkander in fase en haar vectoren liggen dus in dezelfde richting. De stroom I_{Cag} door de capaciteit C_{ag}, die door de spanning V_{ag} veroorzaakt wordt, is 90° voorijlend t.o.v. V_{ga}. De stroom I_{Cgk} door de rooster-kathodecapaciteit C_{gk} ijlt eveneens 90° voor t.o.v. de spanning V_{gk}, en daar beide spanningen met elkander in fase zijn, zijn de stroomen I_{Cgk} en I_{Cag} eveneens met elkander in fase.

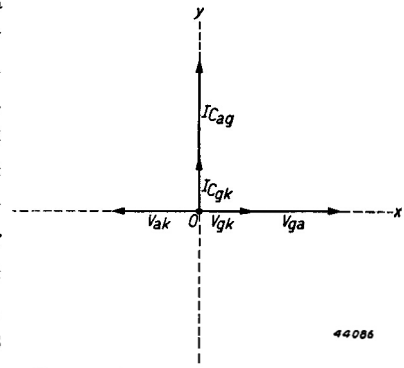


Fig. 150b
Vectordiagram van de spanningen tusschen rooster en kathode V_{gk}, tusschen anode en kathode V_{ak} en tusschen rooster en anode V_{ga} en de stroomen door de rooster-anodecapaciteit C_{ag} en door de rooster-kathodecapaciteit C_{gk}, indien in de anodeketen een impedantie van zuiver ohmsch karakter aanwezig is.

Wanneer de impedantie in de anodeketen geen zuiver ohmsch karakter heeft, zal een fasehoek tusschen den anodestroom I_{ak} en de spanning V_{ak} tusschen anode en kathode optreden. Dit zal het geval zijn, als in de anodeketen een trillingskring is opgenomen en de frequentie van het door de buis versterkte signaal niet met de resonantiefrequentie van den kring overeenkomt. Is deze frequentie lager dan de resonantiefrequentie, dan gedraagt de kring zich hiervoor als een zelfinductie parallel geschakeld aan een weerstand; bij een hoogere frequentie dan de resonantiefrequentie gedraagt hij zich als een capaciteit, die aan een weerstand parallel is geschakeld. Deze weerstand is bijv. de resonantieweerstand van den kring, waaraan parallel

geschakeld is de inwendige weerstand van de buis. Nu veroorzaakt een zelfinductie in de anodeketen een positieven fasehoek van de anodewisselspanning V_{ak} t.o.v. deze spanning bij een weerstand in de anodeketen. We krijgen dus voor $V_{ga} = V_{gk} - V_{ak}$ den in fig. 150c geteekenden vector, die, daar V_{ak} voorijlend is, eveneens een positieven fasehoek, in de figuur aangeduid door φ, t.o.v. de roosterkathodespanning V_{gk} heeft.

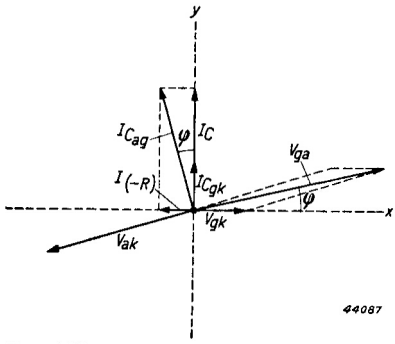


Fig. 150c

Vectordiagram van de spanningen tusschen rooster en kathode V_{gk}, tusschen anode en kathode V_{ak} en tusschen rooster en anode V_{ga} en de stroomen door de rooster-anodecapaciteit C_{ag} en door de rooster-kathodecapaciteit C_{gk}, indien de impedantie in de anodeketen een inductief karakter heeft. Hierdoor krijgt de stroom door de C_{ag} een positieven fasehoek φ t.o.v. den wattloozen stroom I_{Cgk} en heeft dan een component $I_{(-R)}$, waarvan de fase overeenkomt met een stroom door een negatieven weerstand, welke tusschen rooster en kathode parallel aan den ingangskring is geschakeld.

Deze wisselspanning tusschen rooster en anode heeft een stroom I_{Cag} door de anode-roostercapaciteit ten gevolge, welke eveneens een voorijlenden fasehoek t.o.v. den stroom I_{Cgk} vertoont. Deze stroom heeft een wattcomponent

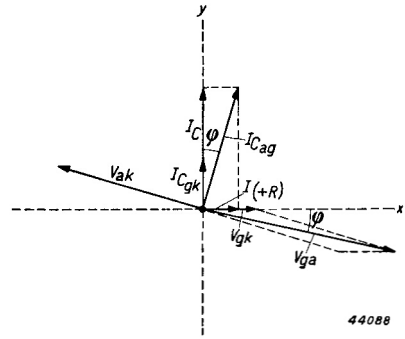


Fig. 150d

Vectordiagram van de spanningen tusschen rooster en kathode V_{gk}, tusschen anode en kathode V_{ak} en tusschen rooster en anode V_{ga} en de stroomen door de C_{ag} en de C_{gk}, indien de impedantie in de anodeketen een capacitief karakter heeft. Hierdoor krijgt de stroom door de C_{ag} een negatieven fasehoek φ t.o.v. den wattloozen stroom I_{Cgk} en heeft dan een component $I_{(+R)}$, waarvan de fase overeenkomt met een stroom door een positieven weerstand, die tusschen rooster en kathode parallel aan den ingangskring is geschakeld.

$I_{(-R)}$ waarvan de richting tegengesteld is aan die van den vector V_{gk}; deze stroom zou ook kunnen worden veroorzaakt door de spanning V_{gk} over een negatieven weerstand $-R$ tusschen rooster en kathode. Het schakelen van een negatieven weerstand tusschen rooster en kathode parallel aan een daartusschen aanwezigen kring, beteekent het verkleinen van de demping van dezen kring. Indien deze negatieve weerstand voldoende klein is, kan dit leiden tot het genereeren van de buisschakeling (waarbij dus een oscillatie van een bepaalde constante amplitude ontstaat, die zich zelf zonder toevoer van de roosterwisselspanning V_{gk} onderhoudt).

Is in de anodeketen een impedantie aanwezig, die een capacitief karakter heeft, bijv. een capaciteit, die aan een weerstand parallel geschakeld is, dan zal de vector voor de V_{ga} een negatieven fasehoek t.o.v. den vector V_{gk} hebben (zie fig. 150d). Deze wisselspanning zal door de C_{ag} een stroom I_{Cag} veroorzaken, welke eveneens t.o.v. de I_{Ckg} naijlend is en waarvan de wattcomponent $I_{(+R)}$ dezelfde fase heeft als V_{gk}. Dit beteekent, dat deze stroom ook door de spanning V_{gk} over een positieven weerstand $+R$ tusschen rooster en kathode veroorzaakt had kunnen zijn, hetgeen overeenkomt met het vergrooten van de demping van een tusschen rooster en kathode geschakelden kring.
De verklaring van de demping of ontdemping van het systeem door den invloed van de rooster-anodecapaciteit kan ook door berekening op de volgende eenvoudige wijze geschieden.
De anodewisselspanning is gegeven door:

(2) $$V_{ak} = - SZ_aV_{gk}.$$

Hierin is S de steilheid van de buis en Z_a de anode-impedantie, die ook den inwendigen weerstand R_i bevat.
De wisselspanning tusschen rooster en anode is gelijk aan:

(3) $$V_{ga} = V_{gk} - V_{ak} = (1 + S Z_a)\ V_{gk}.$$

Hieruit volgt de stroom door de rooster-anodecapaciteit C_{ag}, die gelijk is aan:

(4) $$I_{Cag} = j\omega C_{ag} V_{ga} = j \omega C_{ag}\ (1 + S Z_a)\ V_{gk}.$$

Indien nu de anode-impedantie een capacitief of inductief karakter heeft, kan men hiervoor schrijven:

(5) $$Z_a = R + j X,$$

waarin X de reactantie hiervan is. Voor den stroom I_{Cag} kan nu geschreven worden, indien Z_a in vergelijking (4) door $R + jX$ vervangen wordt:

(6) $$I_{Cag} = j \omega C_{ag} (1 + SR + j SX) V_{gk} =$$
$$- \omega C_{ag} SX V_{gk} + j \omega C_{ag} (1 + SR) V_{gk}.$$

De eerste term van het laatste lid is schijnbaar afkomstig van een weerstand, welke gelijk is aan — $1/\omega C_{ag}$ SX en die door den invloed van de C_{ag} parallel ligt aan de roosterketen.
Deze is positief, indien de fasehoek φ (zie fig. 150d) en dientengevolge X negatief zijn, dus in het geval van een capacitief karakter van de anodeketen. In dat geval treedt er demping op.
Voor een positieve waarde van X, wanneer de anodeketen een inductief karakter heeft, is de weerstand negatief en treedt er ontdemping op. Heeft dus de anodeketen voor de beschouwde frequentie een inductief karakter, dan ontstaat, ten gevolge van de terugwerking over de C_{ag}, ontdemping van den rooster-kathodekring; heeft zij echter een capacitief karakter, dan ontstaat juist demping op den kring tusschen rooster en kathode. Bovendien ontstaat in alle gevallen, dus ook in het geval, dat de anodeketen een zuiver ohmsch karakter heeft, een schijnbare vergrooting van de capaciteit tusschen rooster en kathode, daar de vectoren I_{Cag} in de fig. 150c en d ook een component I_C hebben in de richting van I_{Cgk}. Deze vergrooting van de roostercapaciteit volgt ook uit den term $j\omega C_{ag}$ (1 + SR) V_{gk} van vergelijking (6).
De vergrooting van de rooster-kathodecapaciteit door de terugwerking van de anodewisselspanning over de rooster-anodecapaciteit kan zeer aanzienlijk zijn. Hebben we met een triode te maken, die als laagfrequentversterker wordt gebruikt, bijv. het triodegedeelte van de EBC 3, waarvan de C_{ag} 1,3 $\mu\mu$F bedraagt en dat met weerstandskoppeling een 25-voudige versterking heeft, dan zal de rooster-kathodecapaciteit ten gevolge van de C_{ag} volgens verg. (1) met $1{,}3 \times (25 + 1) \approx 34$ $\mu\mu$F toenemen (de rooster-kathodecapaciteit van deze buis bedraagt, ter vergelijking, 2,9 $\mu\mu$F).
De rooster-kathodecapaciteit kan volgens het bovenstaande in hoogfrequent-versterkingsschakelingen (zie bijv. fig. 151) aanleiding geven tot een positieve terugkoppeling van den anodekring naar den roosterkring (ontdemping van het systeem). Het gevolg hiervan is een vergrooting van de versterking van dezen trap en eventueel genereeren, hetgeen de gewenschte versterkingswerking verstoort. Een verder gevolg van de ontdempende werking — wanneer ze optreedt — is, dat een vergrooting van de selectiviteit plaats heeft.

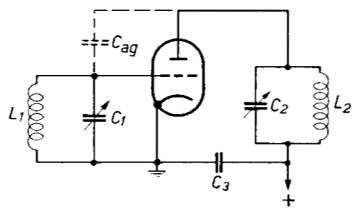


Fig. 151

Hoogfrequentversterkingsschakeling, waarbij in de rooster- en in de anodeketen afgestemde kringen zijn opgenomen.

De kromme, die de versterking als functie van de frequentie aangeeft (de resonantiekromme), wordt door de terugwerking over de C_{ag} spit-

ser; bij sterke terugkoppeling treedt bovendien nog een vrij groote asymmetrie van deze kromme op (zie fig. 152 a en b).

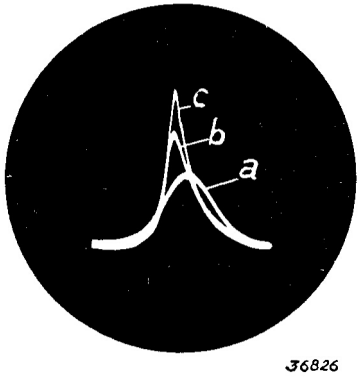


Fig. 152a

a) Oscillogram van de resonantiekromme van een versterkingstrap met twee enkelvoudige kringen (opgenomen met behulp van een Philips frequentiemodulator).
b) Ten gevolge van een verhooging van de C_{ag} wordt de kromme asymmetrisch.
c) Een verdere verhooging van de C_{ag} heeft een toeneming van de asymmetrie ten gevolge; tevens wordt de kromme spitser.

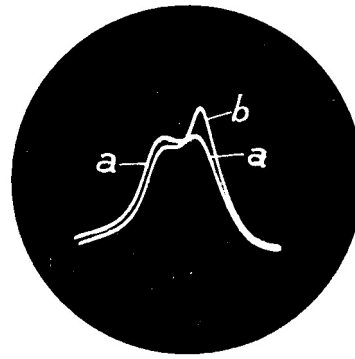


Fig. 152b

a) Resonantiekromme van een middenfrequentversterker met bandfilters,
b) Dezelfde kromme opgenomen met een kunstmatige vergrooting van de C_{ag}.

Men kan door berekening vinden, dat de schakeling niet kan genereeren, indien aan de voorwaarde:

$$S\,R_1\,R_2\,\omega\,C_{ag} < 2$$

is voldaan. Hierin is S de steilheid van de buis, R_1 de impedantie van den afgestemden roosterkring $L_1\,C_1$ bij resonantie, R_2 de impedantie van den afgestemden anodekring $L_2\,C_2$ bij resonantie met den inwendigen weerstand R_i van de buis hieraan parallel en ω de hoekfrequentie, waarop de kringen zijn afgestemd. Indien $S\,R_1\,R_2\,\omega\,C_{ag} = 2$, kan genereeren optreden; dit is dan echter nog niet noodzakelijkerwijze het geval en hangt van eventueele verstemmingen van de kringen t.o.v. elkaar af.

Wanneer bijv. $R_1 = 400\,000\,\Omega$, $R_2 = 10\,000\,\Omega$, $S = 2$ mA/V, $\omega = 2\pi \cdot 1{,}5 \cdot 10^6$ (overeenkomende met $\lambda = 200$ m), dan zou $C_{ag} < \frac{2}{2.10^{-3} \times 4.10^5 \times 10^4 \times 9{,}4.10^6}\,F = 0{,}027\ \mu\mu F$ moeten zijn om genereeren uit te sluiten.

Deze kleine capaciteitswaarde kan met een triode echter niet worden bereikt; een normale waarde voor de C_{ag} van een triode is 1 tot 2 $\mu\mu$F,

zoodat voor hoogfrequentversterking trioden ongeschikt zijn. Voor hoog- en middenfrequentversterking zijn alleen capaciteitswaarden van 0,003 $\mu\mu$F en minder bruikbaar, welke slechts met schermroosterbuizen zooals penthoden kunnen worden bereikt.

b) De capaciteiten van een penthode

Het schema van de deelcapaciteiten van een penthode is door het grootere aantal electroden zeer veel gecompliceerder dan dat van trioden. Fig. 153 toont een dergelijk schema. Niet al deze capaciteiten hebben voor de toepassing van een penthode directe beteekenis. Zoo is bijv. de capaciteit tusschen g_2 en g_3 van geen belang, daar deze electroden meestal capacitief of direct worden verbonden met de kathode. Van grooter belang is het, de ingangs- en de uitgangscapaciteiten te kennen. Voorts is het van belang de capaciteit te kennen, die een terugwerking van de anodeketen veroorzaakt, d.w.z. de rooster-anodecapaciteit C_{ag1}. In de publicatiegegevens van Philips penthoden worden meestal opgenomen de roostercapaciteit C_{g1}, de anodecapaciteit C_a en de maximale waarde van de rooster-anodecapaciteit C_{ag1}.

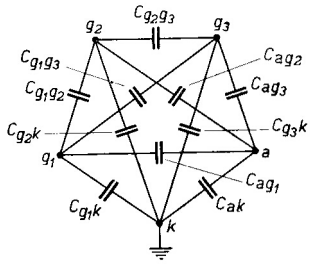


Fig. 153
Schema van de deelcapaciteiten van een penthode.

α) De roostercapaciteit

De roostercapaciteit C_{g1} van een penthode is gedefinieerd als de capaciteit van het rooster t.o.v. alle andere electroden, met uitzondering van de anode. Hierbij wordt dus verondersteld, dat alle electroden, met uitzondering van de anode en het rooster, direct of capacitief met de kathode zijn verbonden.

β) De anodecapaciteit

De anodecapaciteit C_a van een penthode is gedefinieerd als de capaciteit van de anode t.o.v. alle andere electroden, met uitzondering van het rooster.

γ) De rooster-anodecapaciteit

De rooster-anodecapaciteit C_{ag1} van een penthode is gedefinieerd als de capaciteit tusschen anode en stuurrooster, indien alle andere electroden (g_2, g_3 en k) met elkaar zijn verbonden.
Zooals reeds bij trioden werd uiteengezet, moet voor hoogfrequentversterking de C_{ag1} van een buis uiterst klein zijn. De conclusie, dat de C_{ag1} kleiner moet zijn dan $\frac{2}{\omega S R_1 R_2}$ om genereeren te vermijden, waarbij $S R_2$ de versterking van de buis aangeeft, wijst er op, dat de rooster-anodecapaciteit uiterst klein moet zijn, wil men een groote versterking kunnen bereiken. Dit kan men, zooals reeds bij de C_{ag} van trioden werd vermeld, bereiken met een schermrooster als in penthoden wordt toegepast.
Het schermrooster vormt tusschen anode en stuurrooster een scherm, hetgeen dezen naam verklaart; het veroorzaakt daardoor een groote vermindering van de capaciteit tusschen deze electroden. Zoo is bij moderne H.F. penthoden de rooster-anodecapaciteit kleiner dan 0,002 $\mu\mu$F. Er wordt in de fabricage buitengewoon scherp op het aanhouden van deze grenswaarde gelet, daar anders het gevaar zou bestaan, dat een buis in een hoogfrequentschakeling zou gaan genereeren. Heeft men bijv. een M.F. versterker bestaande uit een buis (penthode) met een steilheid $S = 2$ mA/V en een $C_{ag1} = 0{,}002$ $\mu\mu$F, die tusschen twee enkele afgestemde kringen met een impedantie voor de resonantiefrequentie (bijv. 475 kHz) van 400 000 Ω is geschakeld, dan is

$$SR_1R_2\omega C_{ag1} = 2.10^{-3} \times 400\,000^2 \times 3.10^6 \times 0{,}002.\ 10^{-12} = 1{,}92.$$

Deze waarde ligt al dicht bij de critische waarde 2. Meestal worden echter in M.F. versterkers geen enkele afgestemde kringen doch **bandfilters** (bestaande uit twee inductief of capacitief met elkaar gekoppelde afgestemde kringen) gebruikt. Wanneer de kringen van deze bandfilters ongeveer critisch met elkaar gekoppeld en hun impedanties aan elkaar gelijk zijn, dan is de impedantie tusschen de ingangsklemmen van deze bandfilters voor de resonantiefrequentie gelijk aan de helft van de kringimpedantie, dus in het geval van kringen van 400 000 Ω gelijk aan 200 000 Ω. De factor $SR_1R_2\omega C_{ag1}$ wordt zoodoende viermaal zoo klein en het gevaar voor genereeren is dan veel geringer. Deze voorbeelden illustreeren de noodzaak van het klein houden van de C_{ag1} van H.F. penthoden.
Bij eindpenthoden is de C_{ag1} meestal grooter dan bij H.F. penthoden. Dit is te wijten aan de andere afmetingen van de electroden, welke noo-

dig zijn ten einde de penthoden voor de energieversterking geschikt te maken. Zoo heeft de C_{ag1} van de Philips eindpenthode EL 3 een maximale waarde van 0,8 $\mu\mu$F. Als eindversterker levert ze normaliter een 57-voudige versterking op, zoodat bij een capaciteitswaarde van 0,8 $\mu\mu$F een vergrooting van de ingangscapaciteit van ongeveer 46 $\mu\mu$F plaats heeft. Dit kan voor het weergeven van hooge tonen in laagfrequentversterkers van belang zijn. Om deze reden wordt ook bij eindpenthoden de waarde van de C_{ag1} begrensd.

c) De capaciteiten van een octode

Bij een mengbuis van het type octode zijn twee stuurroosters aanwezig, nl. het stuurrooster g_1 van het oscillatorgedeelte en het stuurrooster g_4 van het menggedeelte. Aan g_4 wordt de hoogfrequente wisselspanning van het signaal, dat men wil ontvangen, gelegd, aan de anode ligt de middenfrequente wisselspanning en aan g_1 en g_2 liggen wisselspanningen van de oscillatorfrequentie. De capaciteit C_{g4} van het rooster is nu gedefinieerd als de capaciteit tusschen rooster en kathode, die men vindt, wanneer men alle electroden, die geen H.F. of M.F. wisselspanning of wisselspanning met de oscillatorfrequentie t.o.v. de kathode voeren, met de kathode heeft verbonden.
Dit zijn dan de electroden $g_3 + g_5$, g_6, de gloeidraad en de metalliseering. De anodecapaciteit is gedefinieerd als de capaciteit van de anode t.o.v. de kathode, wanneer eveneens $g_3 + g_5$, g_6, de gloeidraad en de metalliseering met de kathode zijn verbonden. Voorts worden van een octode in de publicatiegegevens opgenomen de onderlinge capaciteiten C_{ag4}, C_{g1g4} en de capaciteiten C_{g1} en C_{g2} van het oscillatorstuurrooster en van de oscillatoranode. De C_{ag4}, C_{g1g4}, C_{g1} en C_{g2} worden eveneens opgegeven als de capaciteiten, die men vindt, wanneer de electroden $g_3 + g_5$, g_6, de gloeidraad en de metalliseering met de kathode zijn verbonden. De C_{ag4} maakt het mogelijk de terugwerking van de middenfrequente anodewisselspanning op den ingangskring te bepalen, hetgeen voor het onderzoek van fluittonen van belang kan zijn (zie hoofdstuk XX). Zoo hebben alle capaciteiten hun beteekenis en is het van belang deze te kennen, ten einde hun invloeden te kunnen nagaan.

d) De capaciteiten van andere meerroosterbuizen en van gecombineerde buizen

Uit het voorgaande volgt vanzelf de beteekenis van de capaciteiten, die voor andere typen meerroosterbuizen en voor gecombineerde buizen

in de publicatiegegevens worden opgenomen. Het gaat er in het algemeen om, een opgave te doen van electrodecapaciteiten, die de capaciteiten van aangesloten kringen vergrooten, en van capaciteiten, die tusschen verschillende kringen koppelingen veroorzaken. De publicatie van deze capaciteiten is dan meestal zoo uitgevoerd, dat ze voor de **normale** toepassing van de buis de noodige gegevens verstrekt. Zoo is het bij een duodiode-eindpenthode o.a. ook van belang de capaciteiten van de diodeanoden t.o.v. het stuurrooster en de anode van het penthodegedeelte te kennen, maar het is evenzeer interessant een opgave van de capaciteit tusschen deze beide diodeanoden te vinden. Naar gelang van de normale toepassing van een buis, zal dan ook de publicatie van de capaciteiten meer of minder uitgebreid zijn.

§ 2. De invloed van de ruimtelading op de capaciteiten

In het begin van de vorige paragraaf werd aangeduid, dat de in de publicatiegegevens aangegeven waarden van capaciteiten van buiselectroden alleen voor koude kathoden gelden. Dit is strikt genomen niet juist, daar deze capaciteiten gelden voor het geval, dat geen ruimtelading in de buis aanwezig is. Deze toestand kan het gevolg zijn van het feit, dat de kathode koud is, maar het kan ook zijn, dat de kathode weliswaar op normale temperatuur is verhit, doch dat door een zeer groote negatieve stuurroosterspanning geen anodestroom vloeit en dientengevolge ook geen ruimtelading aanwezig is. In hetgeen volgt zal in het kort worden uiteengezet, hoe de capaciteiten door de aanwezigheid van ruimtelading worden beïnvloed.
Beschouwen we een diode met evenwijdige vlakke electroden (zie fig. 11), dan geeft, zooals in fig. 11 is aangegeven, een schuin oploopende rechte lijn van de kathode naar de anode het potentiaalverloop tusschen deze twee electroden aan, wanneer de kathode niet verwarmd is, dus geen electronen emitteert. Bij een potentiaalverschil tusschen kathode en anode gelijk aan V_a en een afstand a tusschen deze electroden, is de veldsterkte F aan de anode en aan de kathode gelijk aan $-\frac{V_a}{a}$. De ladingen, die zich per vierkante centimeter op de anode- en kathodeoppervlakken bevinden, zijn dan gegeven door [1]):

$$Q_k = +\frac{F}{4\pi} \tag{7}$$

[1]) Deze beschouwingen zijn door Balth. van der Pol in 1923 gepubliceerd in Physica **3**, 1923, blz. 253 en in 1925 in Jahrb. d. drahtl. Telegr. **25**, 1925.

(8) $$Q_a = -\frac{F}{4\pi}.$$

De capaciteit is, zooals bekend, bij verwaarloozing der randeffecten gegeven door:

(9) $$C = \frac{O}{4\pi a},$$

waarin O de oppervlakte der electroden en a de afstand tusschen de electroden voorstelt. Wordt nu de kathode zoodanig verwarmd, dat electronen in groote hoeveelheden worden geëmitteerd en wel zoo overvloedig, dat de electronenstroom niet verzadigd, doch door de ruimtelading begrensd wordt, dan ontstaat een potentiaalverdeeling tusschen kathode en anode, die bij benadering door de kromme lijn van fig. 17 tusschen kathode en anode kan worden voorgesteld. Volgens vergelijking (11) in hoofdstuk III is de stroom tusschen kathode en anode gegeven door:

$$I_a = k\, V_a^{3/2}.$$

Vult men voor k de waarde:

$$k = \left(\frac{\sqrt{2}}{9\pi}\sqrt{\frac{e}{m_e}}\right)\frac{1}{d^2} = \frac{k''}{d^2}$$

in, vervangt men d door een variabelen afstand x van de kathode en noemt men V de potentiaal op een afstand x van de kathode, dan kan men de vergelijking van de potentiaalverdeelingskromme uit de formule voor den door de ruimtelading begrensden stroom

$$I_a = \frac{k''}{x^2} V^{3/2}$$

afleiden. Men krijgt in dat geval:

(10) $$V = \left(\frac{I_a}{k''}\right)^{2/3} x^{4/3} = A\, x^{4/3}.$$

Het blijkt, dat de potentiaal in de ruimte tusschen kathode en anode evenredig is met de 4/3e macht van den afstand x van de kathode en dus afwijkt van de door de rechte lijn in fig. 11 aangegeven potentialen in deze ruimte. Op een afstand $x = a$ is evenwel de potentiaal gelijk aan V_a en op een afstand $x = 0$ is ze gelijk aan nul, evenals dit in fig. 11 het geval is.

We kunnen nu in vergelijking (10) de constante A ook uitdrukken in de veldsterkte F, die zonder ruimtelading bij de anodespanning V_a in de

ruimte tusschen kathode en anode heerscht, vermenigvuldigd met een bepaalden factor. F is namelijk gelijk aan $-\frac{V_a}{a}$, dus $V_a = -F.a$. Voor $x = a$ is $V_a = Aa^{4/3}$ of $-F.a = Aa^{4/3}$. Hieruit volgt, dat $A = \frac{-F}{a^{1/3}}$. Vergelijking (10) wordt dus, indien men deze waarde van A invult:

$$V = \frac{-F}{a^{1/3}} x^{4/3}. \tag{11}$$

Door deze formule te differentieeren vindt men de veldsterkte als functie van den afstand x. Dit geeft ons:

$$V' = \frac{4}{3} \frac{-F}{a^{1/3}} x^{1/3}. \tag{12}$$

Voor $x = 0$, dus aan de oppervlakte van de kathode, is de veldsterkte gelijk aan nul, en voor $x = a$, dus aan de oppervlakte van de anode, is de veldsterkte gelijk aan $\frac{-4F}{3}$. Dientengevolge is de ladingsdichtheid aan de oppervlakte van de kathode:

$$Q_k = 0, \tag{13}$$

en de ladingsdichtheid van de oppervlakte van de anode:

$$Q_a = \frac{-F}{3\pi}. \tag{14}$$

De ladingsdichtheid van de kathode is dus door de ruimtelading, in plaats van $+\frac{F}{4\pi}$, gelijk aan nul, en de ladingsdichtheid van de anode is, in plaats van $\frac{-F}{4\pi}$, gelijk aan $\frac{-F}{3\pi}$ geworden. Dit beteekent, dat door de ruimtelading de ladingsdichtheid van de anode 4/3 maal zoo groot is, en dus is ook de capaciteit van de anode 4/3 maal zoo groot geworden. In fig. 154 stelt de kromme lijn a de potentiaalverdeeling tusschen de twee evenwijdige vlakke electroden van een diode voor, zooals door vergelijking (10) gegeven. De tangens van den hoek, dien de raaklijn b aan het punt Q van deze kromme, dat op de oppervlakte van de anode ligt, met de x-as insluit, geeft de veldsterkte aan de anode aan. Deze

raaklijn snijdt de x-as in het punt P, en nu is OP volgens het bovenstaande gelijk aan ¼ a. Het veld in de buurt van de anode zal niet veranderen als we de ruimtelading weglaten en de kathode op de plaats P leggen. Deze figuur illustreert dus, hoe, ten gevolge van de ruimtelading, een capaciteitsvergrooting plaats heeft, daar de afstand tusschen de denkbeeldige kathode in punt P en de anode van een diode zonder ruimtelading, die dezelfde veldsterkte aan de anode veroorzaakt, ¾ bedraagt van den afstand tusschen kathode en anode van een diode met ruimtelading. Van de krachtlijnen, die van de anode van een diode met ruimtelading in de richting van de kathode gaan, eindigt er geen enkele op de kathode; **ze eindigen alle op de electronen, die de ruimtelading tusschen kathode en anode vormen.**

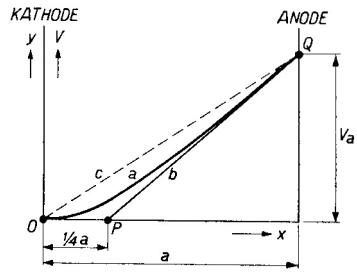


Fig. 154

Kromme a: Potentiaalverdeeling tusschen twee evenwijdige vlakke electroden, die ten gevolge van de ruimtelading volgens de 4/3e macht verloopt

Rechte lijn b: Raaklijn aan het punt van de potentiaalverdeelingskromme, dat op de oppervlakte van de anode ligt. Deze raaklijn snijdt de x-as op $x = \frac{1}{4}$ a.

Men zou kunnen concludeeren, dat, zoolang de stroom door de ruimtelading wordt begrensd, geen verandering van anodecapaciteit plaats heeft wanneer men den anodestroom kleiner maakt, bijv. door de anodespanning te verlagen, daar de raaklijn aan de potentiaalverdeelingskromme in punt Q de x-as steeds op ¼ a van het punt 0 zal snijden. In de practijk zal men echter wel degelijk een dergelijke capaciteitsvariatie vinden, en wel neemt de capaciteit regelmatig met afnemenden anodestroom af, tot een minimale waarde bereikt is, die met de capaciteitswaarde bij koude kathode overeenkomt. Dit is een gevolg van de uittreesnelheid van de electronen, waardoor de capaciteitsverandering bij verandering van den anodestroom geleidelijk plaats heeft.

Bij trioden hebben we met soortgelijke verschijnselen te maken. In versterkingsschakelingen heeft de anode een betrekkelijk hooge spanning; de anodestroom wordt echter bepaald door de effectieve potentiaal in het stuurroostervlak. Tusschen de kathode en het stuurroostervlak veroorzaakt de ruimtelading een potentiaalminimum, terwijl tusschen het stuurroostervlak en de anode door de groote snelheid van de electronen nauwelijks meer van een ruimtelading sprake is. Dientengevolge zal de capaciteit van de anode in kouden toestand van de buis dan ook weinig van de capaciteit in warmen toestand afwijken. Ook bij schermroosterbuizen is de snelheid van de electronen tusschen het stuurrooster en de anode in het algemeen zoo groot, dat er geen verandering van

anodecapaciteit optreedt. De roostercapaciteit van een triode wordt door de dichtheid van de ruimtelading tusschen stuurrooster en kathode bepaald. Wordt nu de anodestroom kleiner, doordat de negatieve roosterspanning toeneemt, dan zal de capaciteit van het stuurrooster, ten gevolge van de uittreesnelheid van de electronen, met den anodestroom geleidelijk afnemen, tot uiteindelijk de capaciteitswaarde overeenkomende met de capaciteit in kouden toestand wordt bereikt.

Men vindt dus voor het stuurrooster een capaciteitswaarde, die van de grootte van den anodestroom afhankelijk is. Hetzelfde geldt vanzelfsprekend ook voor het stuurrooster van een penthode of van een ander type meerroosterbuis. Men zal de invloed van deze capaciteitsverandering niet altijd kunnen verwaarloozen. Het komt in hoogfrequent- en middenfrequentschakelingen voor, dat de versterking van de buizen wordt geregeld door de negatieve roosterspanning te veranderen (zie hoofdstuk XXI). Hiermede verandert tevens de anodestroom en de roostercapaciteit; dit kan een ontoelaatbare verstemming van den aan het rooster aangesloten afgestemden kring ten gevolge hebben. Men dient er zich dus terdege van bewust te zijn, dat de roostercapaciteit door een verandering van de roostervoorspanning varieert.

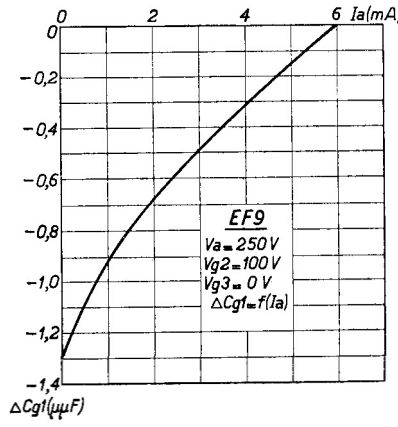


Fig. 155
De variatie van de stuurroostercapaciteit als functie van den anodestroom, voor het buistype EF 9.

Fig. 155 toont het gemeten verloop van de capaciteitsvariatie ΔC_{g1} van de penthode EF 9 als functie van den anodestroom I_a. De vermindering van de capaciteit van het rooster bedraagt voor deze buis, voor een verandering van den anodestroom van 6 tot 0 mA, volgens deze kromme ca. 1,3 $\mu\mu$F.

HOOFDSTUK XV

Gevolgen van de kromming der karakteristiek

§ 1. Vervorming

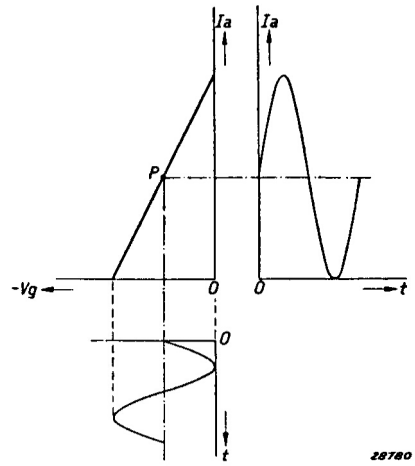


Fig. 156
Een sinusvormige wisselspanning aan het rooster veroorzaakt een sinusvormigen anodewisselstroom, indien de karakteristiek recht verloopt.

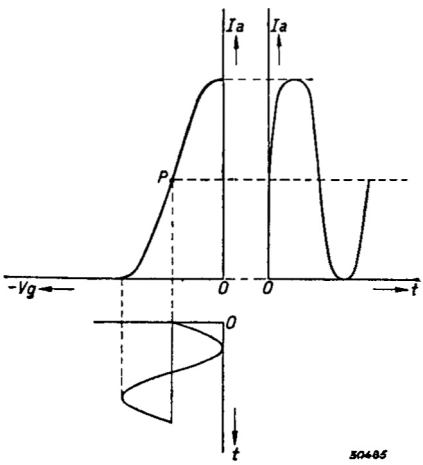


Fig. 157
Gekromde dynamische karakteristiek van een penthode. De anodewisselstroom is, ten gevolge van de kromming der karakteristiek, niet meer sinusvormig en dus vervormd.

Het ideale verloop van de dynamische I_a/V_g karakteristiek van een buis is voor de meeste gevallen een rechte lijn (zie fig. 156). Indien men aan een dergelijke buis een sinusvormige roosterwisselspanning legt, ontstaat in de anodeketen een anodewisselstroom, die eveneens sinusvormig verloopt. Doorgaans verloopt de dynamische I_a/V_g karakteristiek echter volgens een kromme lijn en de anodewisselstroom, die door een sinusvormige roosterwisselspanning in de anodeketen wordt veroorzaakt, zal dan niet sinusvormig zijn (zie fig. 157). Men zegt in dat geval, dat de anodewisselstroom vervormd is. De vervorming van een wisselstroomkromme (stroom uitgezet als functie van den tijd) kan worden opgevat als een toevoeging aan den anodewisselstroom van wisselstroomen, waarvan de frequenties $2\times$, $3\times$, $4\times$, enz. zoo groot zijn als de oorspronkelijke frequentie van de sinusvormige roosterwisselspanning. De oorspronkelijke frequentie noemt men **grondgolf,** terwijl de frequenties, die door de vervorming worden toegevoegd, als **hoogere harmonischen** of kortweg als **harmonischen** worden betiteld. In fig. 158 stelt de getrokken lijn de grondgolf voor en de stippellijn de harmonische, waarvan de frequentie het drievoud van de frequentie

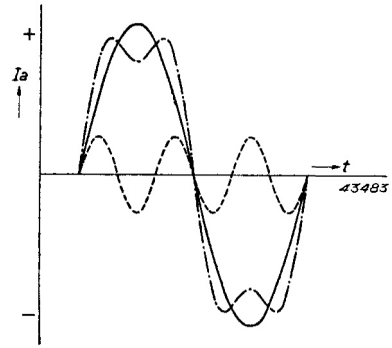


Fig. 158

Getrokken lijn: Kromme van een sinusvormigen anodewisselstroom als functie van den tijd (grondgolf).
Stippellijn: Kromme van een sinusvormigen wisselstroom met de drievoudige frequentie en een amplitude van 25% van de amplitude van de grondgolf (25% derde harmonischen).
Streep-puntlijn: De resulteerende kromme van de grondgolf en 25% derde harmonischen.

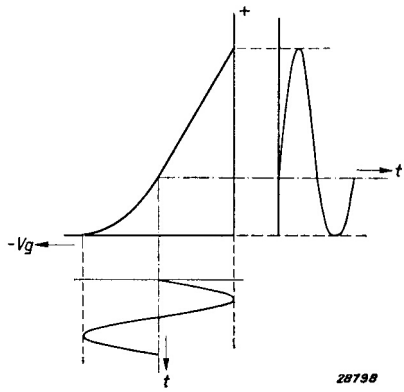


Fig. 159

Dynamische karakteristiek van een triode. Bij een sinusvormige roosterwisselspanning is de anodestroom asymmetrisch vervormd.

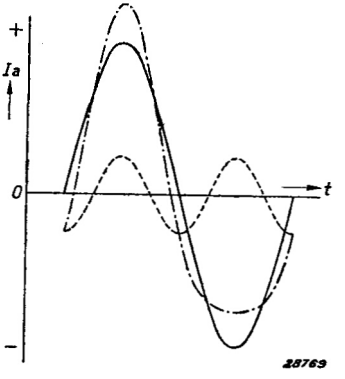


Fig. 160

Getrokken lijn: Kromme van een sinusvormigen anodewisselstroom als functie van den tijd (grondgolf).
Stippellijn: Kromme van een sinusvormigen wisselstroom met de dubbele frequentie en een amplitude van 25% der amplitude van de grondgolf (25% tweede harmonischen).
Streep-puntlijn: De resulteerende kromme van de grondgolf en 25% tweede harmonischen.

der grondgolf en de amplitude een kwart van de amplitude der grondgolf bedraagt. De streep-puntlijn bevat dus een grondgolf met 25% derde harmonischen. Uit deze figuur blijkt, dat de vervormde kromme naar boven en naar beneden toe symmetrisch verloopt. Bij penthoden verloopt de dynamische I_a/V_gkarakteristiek doorgaans zooals in fig. 157, dus betrekkelijk sym metrisch, daar zij zoowel aan de boven- als aan de onderzijde een kromming vertoont. Bij een dergelijke karakteristiek verkrijgt men een anodewisselstroom-kromme, die weliswaar vervormd, maar vrij symmetrisch is. Hieruit kan men de conclusie trekken, dat de vervorming in den anodewisselstroom bij een penthode voornamelijk uit oneven harmonischen en in het bijzonder uit de derde harmonische bestaat, indien deze buis maximaal wordt gestuurd. Fig. 159 geeft de dynamische karakteristiek van een triode. Doordat de kromming aan de bovenzijde ont-

breekt, verloopt de anodewisselstroomkromme asymmetrisch en bestaat de vervorming voornamelijk uit de tweede harmonische. Bij een triode is de vervorming inderdaad voor een groot gedeelte aan de tweede harmonische te wijten.

Fig. 160 toont een grondgolf (getrokken lijn) begeleid door een sinusvormigen wisselstroom (gestippelde lijn), waarvan de amplitude 25% van die van de grondgolf en de frequentie twee keer zoo groot is (tweede harmonische). De streep-puntlijn stelt den wisselstroom voor, die gevormd wordt door de grondgolf met de tweede harmonische tezamen. Deze wisselstroom bevat dus een grondgolf met 25% tweede harmonischen.

Zooals in het begin werd gezegd, is de anodestroom van een buis ten gevolge van de kromming van de I_a/V_g karakteristiek vervormd en derhalve samengesteld uit een wisselstroom I_1 met de grondfrequentie en een aantal wisselstroomen I_2, I_3, I_4, enz., die de dubbele, drievoudige, viervoudige, enz. frequentie hebben van I_1, dus een aantal harmonischen. De effectieve waarde van den totalen anodewisselstroom I_a is dan, zooals uit de electrotechniek bekend is, gelijk aan:

$$I_a = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 \ldots\ldots\ldots\ldots}.$$

Hierin stellen I_1, I_2, I_3, I_4, enz. effectieve waarden van stroomen voor. De grootte van de totale vervorming [1]) zal met d_{tot}, die van de tweede harmonische met d_2, die van de derde harmonische met d_3, enz. worden aangeduid. De vervormingsfactor d_{tot} is gedefinieerd door:

$$d_{tot} = \sqrt{\frac{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \ldots\ldots\ldots\ldots}{I_1^2}}.$$

d.w.z. door de verhouding van de wortel uit de som van de kwadraten van de wisselstroomen met harmonische frequenties en van den wisselstroom met de grondfrequentie. De vervorming door de tweede harmonische is gedefinieerd door $d_2 = I_2/I_1$, die van de derde harmonische door $d_3 = I_3/I_1$, enz., zoodat de totale vervorming ook geschreven kan worden:

$$d_{tot} = \sqrt{d_2^2 + d_3^2 + d_4^2 + \ldots\ldots\ldots\ldots}.$$

De in een buis ontstane vervorming kan door meting bepaald worden. De meting van de vervorming geschiedt in principe als volgt en wordt

[1]) Vervorming wordt ook wel distorsie genoemd, vandaar dat voor het symbool van vervorming de letter d wordt gebruikt.

in fig. 161 schematisch voorgesteld. Het signaal van een oscillator, dat een frequentie van 500 Hz heeft, wordt via een filter, dat de harmonischen van dit signaal op zeer effectieve wijze onderdrukt, naar het

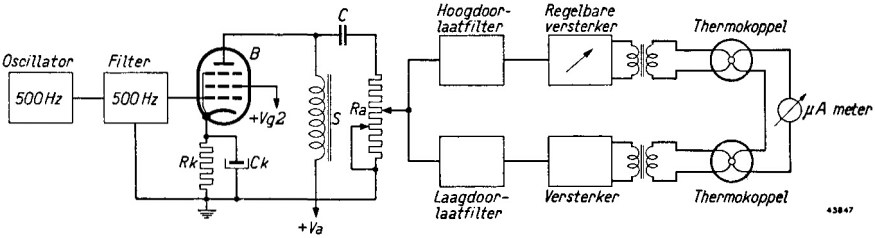


Fig. 161
Principeschema van een installatie voor het meten van de vervorming, die in den anodestroom van een buis (B in het schema) ontstaat ten gevolge van de kromming van de karakteristiek.

rooster van de te onderzoeken buis gevoerd. De anode van deze buis wordt met gelijkstroom gevoed door een smoorspoel, die zoo gedimensionneerd is, dat deze geen vermeerdering van de vervorming veroorzaakt; de wisselstroombelastingsweerstand van de buis wordt door middel van een condensator met haar anode gekoppeld. Het uitgangsvermogen kan zoodoende bepaald worden door den wisselstroom in den belastingsweerstand te meten. Daar de impedantie van de smoorspoel voor 500 Hz en hooger zeer veel grooter is dan de belastingsweerstand R_a, zal de anodewisselstroom nagenoeg geheel door R_a vloeien. De belastingsweerstand is gekoppeld met twee filters, die ieder door een versterker zijn gevolgd. Het kanaal met het laagdoorlatende filter dient voor de grondfrequentie; het kanaal met het hoogdoorlatende filter laat alleen de harmonischen door. Het hoogdoorlatende filter in het laatste kanaal kan desgewenscht vervangen worden door een ander filter, dat alleen een bepaalde harmonische van de grondfrequentie doorlaat. Met behulp van filters, die ingesteld zijn op de tweede, derde en hoogere harmonischen, kan de vervorming ontleed worden in haar verschillende componenten en kan men de bijdrage van ieder van deze harmonischen tot de totale vervorming bepalen.
De uitgang van ieder van de twee versterkers is door middel van een transformator met den gloeidraad van een thermokoppel [1]) gekoppeld.

[1]) Onder een thermokoppel is te verstaan een element, dat uit twee bepaalde, verschillende metalen bestaat. Tusschen deze metalen bestaat een potentiaalverschil, dat in een uitwendige stroomketen een stroom veroorzaakt en dat afhankelijk is van de temperatuur van de contactplaats der metalen. Deze contactplaats wordt in een thermokoppel verhit door een gloeidraad, waardoorheen de te meten stroom vloeit. Het potentiaalverschil tusschen de metalen is zoodoende een maat voor den stroom door den verhittings- of gloeidraad.

Aan de secundaire zijde zijn de beide thermokoppelelementen tegen elkaar in geschakeld (d.w.z., de thermospanningen zijn zoodanig met elkaar in serie geschakeld, dat de resulteerende spanning het verschil van beide spanningen is) en aan een kant met elkaar verbonden over een gevoelig wijzerinstrument, waarvan het nulpunt zich op het midden van de schaal bevindt en waarvan de wijzer naar beide kanten uit kan slaan.

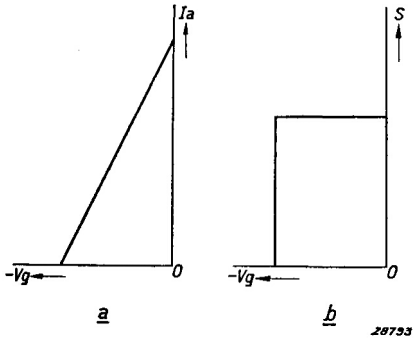


Fig. 162
a) Rechte I_a/V_g kromme van een buis.
b) De overeenkomstige steilheidskarakteristiek.

De versterking van het hoogdoorlatende kanaal is regelbaar. Deze versterking wordt nu zoo ingesteld, dat de uitslag op het wijzerinstrument nul is. In dat geval kan men de vervorming berekenen uit de verhouding van de versterkingen van beide versterkers. Versterkt bijv. de versterker voor de harmonischen 20 keer zooveel als de versterker voor de grondfrequentie, dan bedraagt de vervorming 5%.

Door de kromming van de karakteristiek ontstaat steeds vervorming, maar bij H.F., M.F. en mengbuizen treden hierdoor ook nog andere verschijnselen op, en wel brommodulatie, modulatieverdieping, modulatievervorming en kruismodulatie; bij vele mengbuizen berust ook het mengen op deze kromming van de karakteristiek.

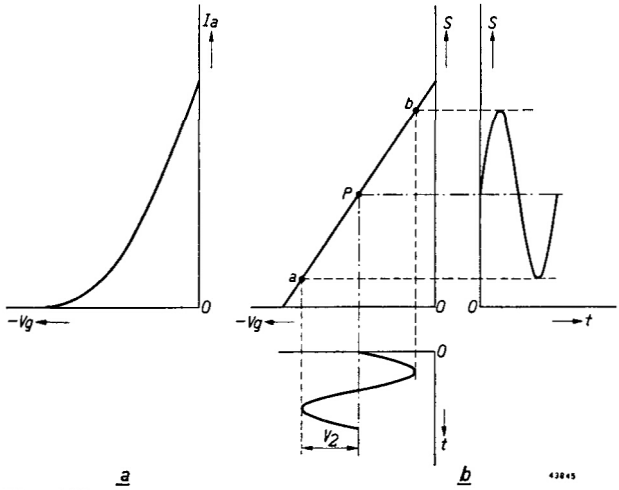


Fig. 163
a) Kwadratische karakteristiek van een buis.
b) De overeenkomstige steilheidskarakteristiek is lineair. Bij een sinusvormige wisselspanning (amplitude V_2) aan het rooster varieert de versterking van de buis voor een klein signaal (amplitude V_1, in de figuur niet aangegeven) tusschen een groote en een kleine waarde, en wel met de frequentie van het signaal V_2.

§ 2. Het leggen van twee signalen aan hetzelfde rooster

Als men de I_a/V_g karakteristiek van een buis beschouwt, wordt het duidelijk, dat de steilheid overal gelijk zou zijn, indien deze karakteristiek als een rechte lijn zou verloopen. Men kan de steilheid van de buis als functie van de negatieve roosterspanning uitzetten. Fig. 162a stelt een I_a/V_g karakteristiek met constante steilheid voor, terwijl fig. 162b de steilheidskarakteristiek geeft, die hiervan kan worden afgeleid.

Een I_a/V_g kromme verloopt kwadratisch [1]), indien de steilheidskarakteristiek, die hiervan kan worden afgeleid, een rechte lijn is (fig. 163 a en b). Indien men aan het rooster van een buis met een dergelijke kwadratische karakteristiek twee signalen legt, waarvan het eene een frequentie f_1 en een amplitude V_1 heeft en het andere een frequentie f_2 en een amplitude V_2, zal de steilheid volgens fig. 163 ten gevolge van de wisselspanning V_2 met de frequentie f_2 varieeren. De versterking van het signaal V_1 zal dientengevolge tusschen een grootere en een kleinere waarde schommelen (de steilheid in het punt a is kleiner dan die in het punt b). De fig. 164a en b stellen twee spanningen, V_1 en V_2, als functie van den tijd voor, die beide aan het rooster zijn gelegd, terwijl fig. 164c het verloop van den anodestroom met de frequentie f_1 als functie van den tijd geeft; hieruit blijkt, dat de anodestroom door de kromming van de karakteristiek verloopt, alsof de spanning V_1 door de spanning V_2 wordt gemoduleerd. Zooals reeds werd aangetoond (zie hoofdstuk IX), ontstaan door de modulatie van een signaal, waarvan de frequentie f_1 is, met een ander signaal, waarvan de frequentie f_2 is,

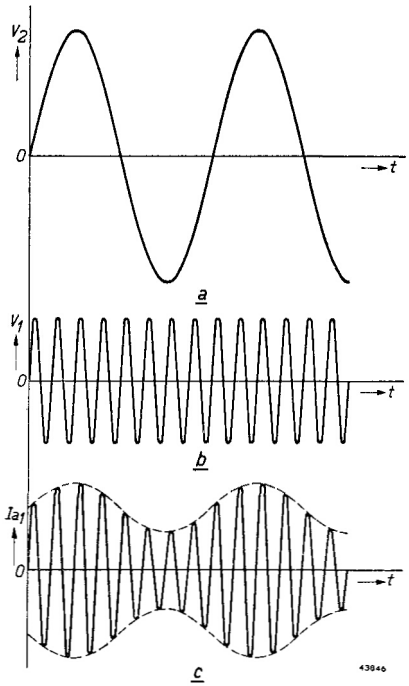


Fig. 164

a) Signaal met een amplitude V_2 en een frequentie f_2.

b) Signaal met een amplitude V_1 en een frequentie f_1. De amplitude van dit signaal is aanmerkelijk kleiner dan die van het signaal V_2 (V_2 is bijvoorbeeld een sterk en V_1 een zwak signaal).

c) Resulteerende anodewisselstroom met de frequentie f_1, waarvan de amplitude met de frequentie f_2 varieert. Het resultaat is dus alsof de spanning V_1 door de spanning V_2 is gemoduleerd.

[1]) D.w.z., dat de anodestroom evenredig is met het kwadraat van de roosterspanning, van het punt af gerekend waarbij de anodestroom gelijk is aan nul.

twee nieuwe signalen, waarvan het eene een frequentie $f_1 + f_2$ heeft en het andere een frequentie $f_1 - f_2$. Legt men nu aan het rooster van een buis met een kwadratische karakteristiek een H.F. signaal, dat van de antenne afkomstig is, en een ander signaal, dat een frequentie heeft, die hiervan afwijkt (oscillatorsignaal), dan zal in de anodeketen een wisselstroom met de somfrequentie en een wisselstroom met de verschilfrequentie ontstaan. Bij een mengbuis nu wordt in de anodeketen een trillingskring opgenomen, die op de verschilfrequentie is afgestemd, zoodat over dezen kring een wisselspanning van deze frequentie ontstaat, die verder kan worden versterkt. De somfrequentie ligt buiten de resonantie van den trillingskring en wordt dus niet versterkt.

§ 3. **Brommodulatie**

Indien aan het rooster van een versterkingsbuis behalve het te versterken H.F. signaal nog een wisselspanning ligt, die haar oorsprong vindt in het wisselstroomnet, zal het H.F. signaal bij een kwadratische karakteristiek, ten gevolge van de kromming van deze karakteristiek, door de spanning met de netfrequentie worden gemoduleerd. Doordat deze netfrequentie binnen het hoorbare gebied ligt, veroorzaakt zij een bromtoon in den luidspreker. Men noemt deze modulatie van een bromfrequentie op de draaggolf **brommodulatie.** Bij de vervaardiging van H.F. en M.F. versterkers moet er dus op worden gelet, dat geen

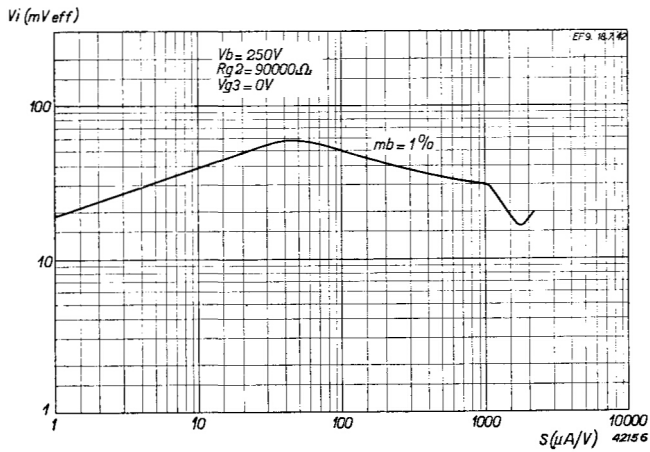


Fig. 165

Kromme, die de effectieve waarde van de wisselspanning van een storend signaal aan het rooster van een buis EF 9 voor 1% brommodulatie als functie van de steilheid voorstelt.

spanningen met de netfrequentie in de roosterketen kunnen worden geïnduceerd.

De modulatiediepte van de storende spanning in de draaggolf hangt af van de kromming der karakteristiek. Daar de karakteristieken in de practijk doorgaans zoodanig verloopen, dat de modulatiediepte van den door het net in de draaggolf veroorzaakten brom bij verschillende negatieve roosterspanningen en de daarmede samenhangende steilheden een andere waarde aanneemt, wordt de brommodulatie als functie van de steilheid in den vorm van een kromme gepubliceerd. Daarbij wordt de effectieve waarde van de bromspanning in volt als functie van de steilheid opgegeven, die voor een modulatiediepte van 1% noodzakelijk is (in oudere publicaties vindt men veelal nog opgaven voor een brommodulatie van 4%). Een dergelijke kromme wordt in fig. 165 voor een H.F. penthode gegeven. Behalve van de kromming van de karakteristiek hangt de modulatiediepte van de storende spanning in de draaggolf van de sterkte van de storende spanning af. De brommodulatiediepte is recht evenredig met de storende bromspanning; ze is onafhankelijk van de draaggolfspanning zelf, waarin de brom gemoduleerd wordt. Aangetoond kan worden, dat 1% brommodulatie overeenkomt met ¼% vervorming door de tweede harmonische, zoodat een kromme voor 1% brommodulatie tegelijkertijd de wisselspanningen aan het rooster als functie van de steilheid en dientengevolge van de negatieve roosterspanning geeft, waardoor in de anodeketen wisselstroomen met ¼% vervorming door de tweede harmonische worden veroorzaakt. Men kan met behulp van de roosterwisselspanning voor ¼% vervorming door de tweede harmonische, die van de kromme voor de brommodulatie is afgeleid, ook de wisselspanning voor een grootere of kleinere vervorming berekenen, daar deze vervorming evenredig is met de roosterwisselspanning. Voor een 10 keer zoo groote vervorming kan men ook een 10 keer zoo groote wisselspanning toelaten.

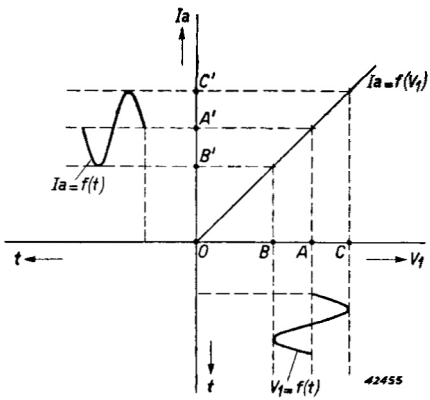


Fig. 166

Het verband tusschen de amplitude van den anodewisselstroom I_a en de amplitude van de roosterwisselspanning V_1 bij een kwadratische karakteristiek. Wanneer bijv. de wisselspanning OA laagfrequent sinusvormig wordt gemoduleerd met een amplitude AB = AC, dan ontstaat een gemoduleerde anodestroom, waarvan de modulatiediepte dezelfde is als die van de roosterwisselspanning en waarvan de vorm van de modulatiekromme eveneens dezelfde is.

§ 4. Gevolgen van de kromming van de steilheidskarakteristiek

De karakteristiek van een buis is in de practijk nooit zuiver kwadratisch. Dientengevolge zal de steilheidskarakteristiek (steilheid als functie van de negatieve roosterspanning) geen rechte lijn zijn, maar een bepaalde kromming vertoonen. Hierdoor ontstaan, behalve de genoemde mogelijkheden van menging en brommodulatie, nog andere verschijnselen: **modulatievervorming, modulatieverdieping** en **kruismodulatie.**

a) Modulatievervorming en modulatieverdieping

Het is gemakkelijk in te zien, dat in het geval van een kwadratische I_a/V_g karakteristiek, dus wanneer de daarvan afgeleide steilheidskarakteristiek [$S = f(V_g)$] een rechte lijn is, de versterking onafhankelijk is van de roosterwisselspanning. Bij een sinusvormige wisselspanning tusschen rooster en kathode is dan de gemiddelde steilheid onafhankelijk van de amplitude van de wisselspanning. We kunnen voor een bepaalde negatieve roostervoorspanning de amplitude van den wisselstroom I_a in de anodeketen, die op de frequentie van de roosterwisselspanning is afgestemd, als functie van de amplitude van de roosterwisselspanning V_1 uitzetten. Bij een kwadratische karakteristiek zal dan een rechte lijn ontstaan (zie fig. 166), daar $I_a = S \cdot V_1$. De gemiddelde steilheid S blijft voor alle roosterwisselspanningen dezelfde, zoodat dus de anodewisselstroom lineair met V_1 toeneemt. In deze figuur is bijv. OA de amplitude van een draaggolfspanning op het rooster. Wordt deze draaggolf sinusvormig gemoduleerd, dan kan dit in deze figuur door een sinuskromme, zooals rechts beneden de horizontale as in fig. 166 is geteekend, worden voorgesteld.

De amplitude van deze modulatie is in fig. 166 gelijk aan AB of AC, zoodat de modulatiediepte van de roosterwisselspanning gelijk is aan $\frac{AB}{OA}$. Deze gemoduleerde draaggolf veroorzaakt een gemoduleerden anodewisselstroom, en uit fig. 166 volgt, dat de modulatiediepte van den anodewisselstroom gelijk is aan $\frac{A'B'}{OA'} = \frac{AB}{OA}$.

De modulatiediepte van den anodewisselstroom is dus bij een kwadratischen karakteristiekvorm gelijk aan de modulatiediepte

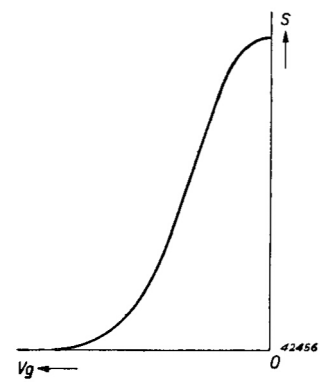


Fig. 167
Steilheidskarakteristiek van buis met een I_a/V_{g1} karakteristiek, die van den kwadratischen vorm afwijkt.

van de roosterwisselspanning. Tevens volgt uit fig. 166, dat de vorm van de modulatiekromme van den anodestroom (zie fig. 166 links) dezelfde is als die van de modulatiekromme van de wisselspanning aan het rooster, zoodat bij een kwadratische karakteristiek geen vervorming van de modulatie optreedt.

Heeft men een I_a/V_{g1} karakteristiek, die van den kwadratischen vorm afwijkt, dan zal de steilheid als functie van de roosterspanning niet meer recht, maar krom zijn. We krijgen dan een steilheidskarakteristiek als bijv. in fig. 167 is voorgesteld. Deze kromme steilheidskarakteristiek stijgen. Teekent men in zoo'n geval den anodewisselstroom I_a als lijk blijft van de amplitude V_1 van de roosterwisselspanning, zoodat de gemiddelde steilheid bij toenemende roosterwisselspanning bijv. kan stygen. Teekent men in zoo'n geval den anodewisselstroom I_a als functie van de roosterwisselspanning V_1, dan verkrijgt men een kromme lijn, als bijv. in fig. 168. Is nu weer een hoogfrequente draaggolf, bijv. OA in fig. 168, sinusvormig gemoduleerd, waarbij in fig. 168 de amplitude van de modulatie gelijk is aan AB = AC, dan zal door de kromming van de lijn, die het verband tusschen de roosterwisselspanning en den anodewisselstroom geeft, de modulatie van den anodestroom niet meer sinusvormig zijn (zie bijv. in fig. 168 den vorm van den modulatiestroom als functie van den tijd links van de verticale as). De modulatie is in dat geval vervormd en men spreekt dan van **modulatievervorming.** De modulatie van den anodewisselstroom bevat dus in zoo'n geval, behalve een grondgolf met dezelfde frequentie als de modulatie van de hoogfrequente roosterwisselspanning, ook hoogere harmonischen.

Door de kromming van de I_a/V_{g1} karakteristiek zal natuurlijk de hoogfrequente wisselspanning V_1 vervormd in den anodestroom

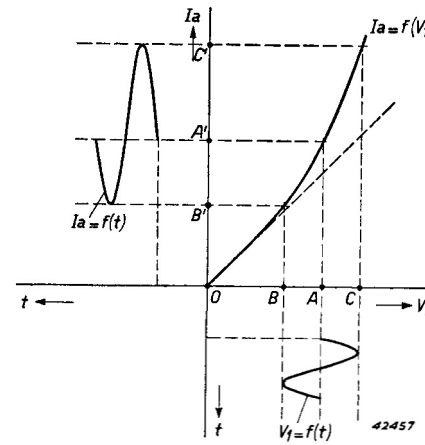


Fig. 168

Het verband tusschen de amplitude van den anodewisselstroom I_a en de amplitude van de roosterwisselspanning V_1 bij een I_a/V_{g1} karakteristiek, waarvan de vorm afwijkt van den kwadratischen. In dit geval ontstaat, wanneer de roosterwisselspanning laagfrequent gemoduleerd is (bijv. volgens de beneden de horizontale as geteekende sinusvormige kromme met een amplitude AB=AC) een gemoduleerde anodestroom, waarvan de vorm van de modulatie afwijkt van den sinusvorm en waarbij dus vervorming van de modulatie optreedt. Bovendien is de verhouding tusschen de grondgolf van deze vervormde modulatie en den hoogfrequenten anodestroom (draaggolf) grooter dan de modulatiediepte van de roosterwisselspanning V_1 (modulatieverdieping).

worden weergegeven, en wel zal er bij een kwadratische I_a/V_{g1} karakteristiek in de anodeketen een tweede harmonische (dus met dubbele frequentie van V_1) ontstaan. Daar we aan het begin reeds voorop stelden, dat de anodeketen op de frequentie van de hoogfrequente wisselspanning is afgestemd, zullen harmonischen in den anodewisselstroom geen wisselspanningen over de anodeïmpedantie veroorzaken en dus verder geen invloed uitoefenen.

Gelijktijdig met de modulatievervorming treedt ook het verschijnsel van **modulatieverdieping** op. Hierdoor verstaat men een toeneming van de modulatiediepte van een gemoduleerde draaggolf, nadat deze in de buis is versterkt. Door de kromming van de karakteristiek, die het verband tusschen den anodewisselstroom I_a en de roosterwisselspanning V_1 geeft, wordt namelijk ook het quotiënt van de grondgolfamplitude van de modulatie van den anodestroom en de amplitude van den ongemoduleerden anodewisselstroom (draaggolf) grooter dan de modulatiediepte van de roosterwisselspanning. Indien men de modulatiediepte vóór de buis door m_1 en die achter de buis door m_2 voorstelt, kan de modulatieverdieping in procenten worden uitgedrukt:

$$(1) \qquad M = \frac{m_2 - m_1}{m_1} 100\%.$$

De modulatievervorming, die we door D zullen aangeven, is evenredig met het kwadraat van de draaggolfspanning aan het rooster en evenredig met de modulatiediepte hiervan. We hebben voor de modulatievervorming de volgende eenvoudige formule:

$$(2) \qquad D = F \cdot V_1^2 \cdot m_1 \cdot 100\%.$$

Hierin is F een factor, die met den vorm van de I_a/V_{g1} karakteristiek (d.w.z. met de kromming van de steilheidskarakteristiek) verband houdt, V_1 de draaggolfspanning op het rooster en m_1 de modulatiediepte hiervan.

De modulatieverdieping is eveneens evenredig met het kwadraat van de draaggolfspanning aan het rooster en hangt bovendien van de modulatiediepte af. Voor de modulatieverdieping geldt de formule:

$$(3) \qquad M = {}^4/_3 F \cdot V_1^2 (1 - {}^3/_8 m_1^2).$$

Hierin is F dezelfde factor als in formule (2). Bij kleine modulatiediepten wordt de term tusschen haakjes practisch gelijk aan 1, zoodat we dan hebben:

$$(4) \qquad M = {}^4/_3 F \cdot V_1^2.$$

b) **Kruismodulatie**

Onder kruismodulatie verstaat men het verschijnsel, waarbij — na versterking in de buis — op de draaggolf van het gewenschte signaal ook de modulatie van een meestal zeer sterken zender, die op een aangrenzende frequentie werkt, kan worden waargenomen. Indien de draaggolf van den gewenschten zender niet aanwezig is, wordt de storende modulatie, bij gelijke afstemming en dezelfde gevoeligheid van het toestel, in het geheel niet of veel zwakker waargenomen. Het gevaar voor het overbrengen van de modulatie van den ongewenschten zender op de draaggolf van den gewenschten zender is meestal het grootst in de eerste buis van het toestel. De selectiviteit van de aan deze buis voorafgaande afgestemde kringen is veelal niet groot genoeg, om te voorkomen, dat de draaggolf van een sterken zender, die op een aangrenzende frequentie werkt, tot het rooster van deze buis kan doordringen. De selectiviteit van de afgestemde kringen achter de eerste buis kan dan de ongewenschte modulatie niet meer van het gewenschte signaal scheiden. Soms wordt dit verschijnsel ten onrechte als een gebrek aan selectiviteit van het geheele toestel beschouwd, hoewel het alleen een gevolg is van de eigenschappen der eerste buis en eventueel van de onvoldoende selectiviteit vóór deze buis. Een goede selectiviteit van de kringen, die aan de eerste buis voorafgaan, is dus gewenscht. Daarom worden vóór de eerste buis vaak twee als bandfilter gekoppelde kringen toegepast en wordt bij het ontwerpen van buizen voor den eersten trap van ontvangtoestellen bijzondere aandacht besteed aan een gunstig verloopt van de karakteristiek, voor wat betreft kruismodulatie.

De kruismodulatie ontstaat als volgt: Stel, dat aan het rooster van een buis met een kromme I_a/V_{g1} karakteristiek een gewenscht signaal met een draaggolfspanning V_1 en een storend signaal met een draaggolfspanning V_2 (bijv. afkomstig van een plaatselijken zender) aanwezig zijn. Men kan nu de versterking G_1 van het gewenschte signaal V_1 in de buis als functie van de draaggolfspanning van het storende signaal V_2 uitzetten. Zooals reeds

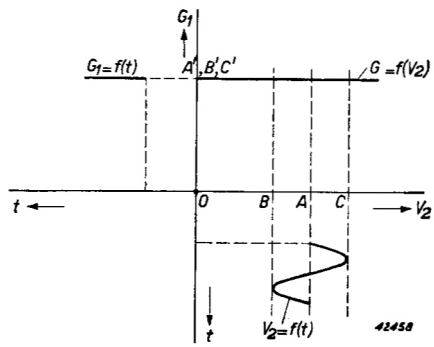


Fig. 169

Versterking G_1 van een gewenscht signaal V_1 in een buis met een kwadratische I_a/V_{g1} karakteristiek als functie van de draaggolfspanning V_2 aan het rooster. Is V_2 gemoduleerd (varieert daardoor V_2 bijv. tusschen OB en OC), dan heeft deze modulatie in dit geval geen invloed op de versterking, daar deze onafhankelijk is van V_2.

tevoren werd opgemerkt (zie onder a), is bij een kwadratische karakteristiek, dus bij een rechte steilheidskarakteristiek, de gemiddelde steilheid, en dus ook de versterking, onafhankelijk van de amplitude van de roosterwisselspanning. G_1 zal dus bij een kwadratische karakteristiek onafhankelijk zijn van V_2 en dit levert ons de in fig. 169 geteekende horizontale lijn op. In deze figuur stelt OA de amplitude van de draaggolf van het storende signaal V_2 aan het rooster en AB = AC de amplitude van de modulatie van deze draaggolf voor.

Daar de versterking onafhankelijk is van de amplitude V_2, zal de amplitudevariatie van V_2 ten gevolge van de modulatie ook geen invloed hierop hebben.

Wijkt de vorm van de I_a/V_{g1} karakteristiek echter van den kwadratischen af (dus bij een kromme steilheidskarakteristiek), dan zal de versterking G_1 wèl van de amplitude V_2 van het storende signaal afhangen. In dat geval is de lijn, die de versterking G_1 als functie van de amplitude V_2 van het storende signaal weergeeft, krom, zooals in fig. 170 is voorgesteld. In deze figuur is OA bijv. weer de amplitude van de storende draaggolf V_2 en AB = AC de amplitude van de modulatie van deze draaggolf. De door deze modulatie veroorzaakte amplitudevariatie van V_2 heeft nu, zooals fig. 170 laat zien, een variatie van de versterking G_1 van het gewenschte signaal V_1 ten gevolge, en wel schommelt deze versterking met de modulatiefrequentie van V_2. Dit leidt tot een modulatie van het signaal V_1, welke in de modulatiefrequentie van V_2 schommelt.

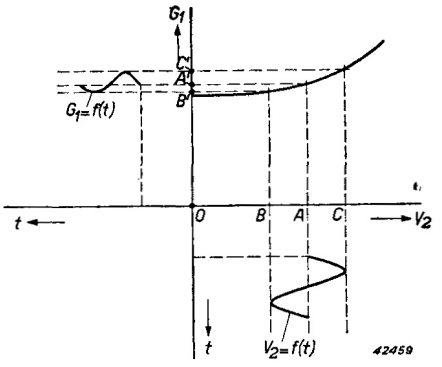


Fig. 170

Versterking G_1 van een gewenscht signaal V_1 in een buis met een I_a/V_{g1} karakteristiek, waarvan de vorm van de kwadratische afwijkt, als functie van de draaggolfspanning V_2 aan het rooster. Indien V_2 gemoduleerd is, bijv. zooals de getrokken kromme onder de horizontale as aangeeft, dan wordt de versterking G_1 van het signaal V_1 eveneens gemoduleerd. Dit is gelijkwaardig met een modulatie van het signaal V_1.

Men vindt dus, dat op het signaal V_1 de modulatie van V_2 overgebracht is. De van V_2 op V_1 overgebrachte modulatie zal door de kromming van de G_1/V_2 karakteristiek in het algemeen vervormd zijn. De modulatiediepte, die de storende draaggolf op de gewenschte draaggolf levert, is evenredig met het kwadraat van de amplitude V_2 van het storende signaal en met de modulatiediepte hiervan. We zullen nu de modulatiediepte, die de storende zender op de gewenschte draaggolf ver-

oorzaakt, door m_k aanduiden. Deze modulatiediepte is volgens het bovenstaande gelijk aan:

(5) $$m_k = CV_2^2 m_2,$$

indien C een constante is, die van den vorm van de buiskarakteristiek afhangt. Deze formule is alleen exact geldig voor kleine amplituden van de gewenschte draaggolf.

De storing, die de kruismodulatie veroorzaakt, wordt bepaald door de verhouding tusschen de modulatiediepte m_k op de gewenschte draaggolf, die ten gevolge van kruismodulatie ontstaat, en de modulatiediepte m_1 van de gewenschte draaggolf, dus door:

(6) $$\frac{m_k}{m_1} = \frac{CV_2^2 m_2}{m_1}.$$

Indien de modulatiediepte van de storende draaggolf gelijk is aan de modulatiediepte van de gewenschte draaggolf, hetgeen in de practijk in vele gevallen bij benadering voorkomt, dan vereenvoudigt zich (6) tot:

(7) $$\frac{m_k}{m_1} = CV_2^2.$$

Deze verhouding, waarbij dus $m_2 = m_1$, wordt **kruismodulatiefactor** genoemd, en hiervoor wordt de letter K gebruikt. De kruismodulatiefactor is dus gedefinieerd als de verhouding van de modulatiediepte, die door een storenden zender op de gewenschte draaggolf wordt teweeg gebracht, tot de modulatiediepte van de gewenschte draaggolf zelf, vooropgezet, dat de modulatiediepte van beide draaggolven dezelfde is. De kruismodulatiefactor is volgens (7) onafhankelijk van de signaalsterkte van den gewenschten zender, maar is evenredig met het kwadraat van de signaalsterkte van den storenden zender. Indien de modulatiediepte van beide zenders 30% bedraagt ($m_1 = m_2 = 0{,}30$), beteekent een kruismodulatiefactor van 1% voor een bepaalde spanning van de draaggolf van den ongewenschten zender derhalve, dat de modulatiediepte van de ongewenschte modulatie op de gewenschte draaggolf $0{,}01 \times 0{,}3 = 0{,}3\%$ bedraagt.

De kruismodulatie wordt, evenals de modulatievervorming en de modulatieverdieping, door de kromming van de steilheidskarakteristiek bepaald. Zoo komt 1% kruismodulatie overeen met $^1/_2$% modulatieverdieping en $^3/_8$% modulatievervorming; derhalve is de factor C van de vergelijkingen (5), (6) en (7) gelijk aan $^8/_3$ maal den factor F van vergelijking (2) en kan voor (5) ook worden geschreven:

(8) $$m_k = {}^8/_3\ FV_2^2 m_2.$$

Voor (7) kan worden geschreven:

(9) $$K = \frac{m_k}{m_1} = {}^8/_3\ FV_2^2.$$

In het algemeen zal men willen weten, welke spanning van een storenden zender op het rooster van een buis een bepaald percentage kruismodulatie oplevert. Volgens vergelijking (9) is deze spanning gelijk aan $\sqrt{\frac{3K}{8F}}$. Op deze wijze kan men uitgaan van een gegeven verhouding van stoormodulatieniveau tot gewenscht modulatieniveau en kan de waarde van de spanning van de storende draaggolf worden bepaald, die deze verhouding oplevert. Daar de kromming van de steilheidskarakteristiek bij verschillende negatieve roosterspanningen en dientengevolge bij verschillende steilheden verschillend is, zal ook de factor F van vergelijking (9) veranderen als de roosterspanning of de steilheid. Voor een vastgelegde waarde van de kruismodulatie K beteekent dit, dat de spanning van de storende draaggolf, die dezen kruismodulatiefactor oplevert, afhankelijk is van de waarde van de negatieve roostergelijkspanning en van de daarmede samenhangende steilheid. Men kan de effectieve waarde van de storende draaggolfspanning V_2, die een

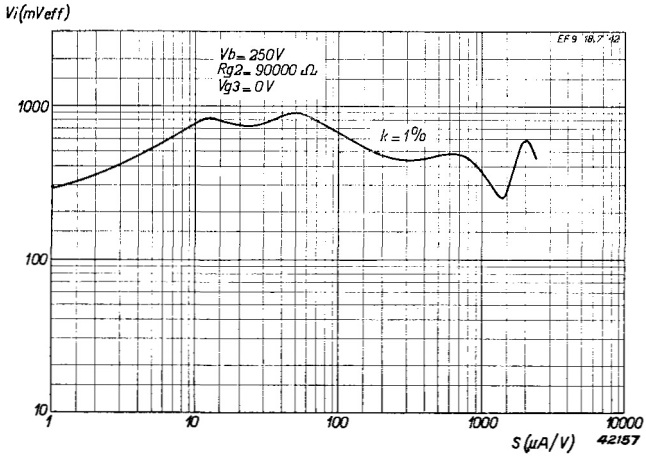


Fig. 171
Kromme, die de effectieve waarde van de spanning van een storende draaggolf op het rooster van de EF9 als functie van de steilheid van deze buis voor een kruismodulatiefactor van 1% geeft.

bepaalden kruismodulatiefactor K ten gevolge heeft, als functie van de negatieve roostergelijkspanning of van de steilheid opteekenen (in de Philips publicaties van buizen wordt V_2 bijna steeds als functie van de steilheid gegeven). Men noemt een dergelijke kromme **kruismodulatiekromme.**

De kruismodulatiekrommen worden op dubbel logarithmische schaal voor 1% kruismodulatie gepubliceerd (zie fig. 171), daar de verhouding

van 1 : 100 tusschen het storende en het gewenschte uitgangssignaal het beste met de door de practijk gestelde eischen overeenkomt (vroeger werd de effectieve waarde van de spanning van de storende draaggolf aan het rooster van de buis, waarbij de kruismodulatie 6% bedraagt, als functie van de steilheid gepubliceerd).
De kruismodulatiekromme geldt tegelijkertijd voor de modulatieverdieping en voor de modulatievervorming; ook bij het optreden van deze verschijnselen kunnen, voor een bepaalde sterkte hiervan, de effectieve spanningen van de gewenschte draaggolf van de kruismodulatiekromme worden afgelezen. Door berekening kan worden aangetoond, dat 1% kruismodulatie overeenkomt met 0,83% vervorming door de derde harmonische (6% kruismodulatie komt overeen met 5% vervorming), zoodat de kruismodulatiekromme ook kan worden gebruikt ter bepaling van de vervorming, die optreedt bij een ongemoduleerde sinusvormige wisselspanning aan het rooster. Wanneer men nu een H.F. versterkingsbuis met variabele steilheid, waarvan een kruismodulatie- en een brommodulatiekromme gepubliceerd wordt, in een laagfrequenttrap met regelbare versterking wil toepassen, dan kan men met behulp van deze krommen bepalen hoe groot de vervorming door de tweede en door de derde harmonische bij iedere negatieve roosterspanning of versterking en voor iedere waarde van de roosterwisselspanning bedraagt.
Bij buizen, die hiervoor in aanmerking komen, wordt in de gegevens vermeld, hoe ver men de steilheid kan verminderen, zonder dat ernstige vervorming optreedt. We noemen het gebied van steilheidsverandering waarin geen ernstige vervorming optreedt het bruikbare regelingsgebied. Voor de H.F. penthode EF 9 wordt bijv. bij een voedingsspanning van 250 V voor de grens van het bruikbare regelingsgebied, een regeling tot 1/500 van de steilheid in niet geregelden toestand aangegeven. Tegelijkertijd wordt de hiermee overeenkomende negatieve roosterspanning opgegeven. Bij een voorloopig ontwerp van een ontvangtoestel geeft de opgave van de grens van het bruikbare regelingsgebied een indruk van de regeling, die met elke buis mogelijk is.
Voor het degelijke ontwerpen van een ontvangtoestel moet men uiteraard met de kruismodulatiekrommen van de afzonderlijke buizen rekening houden. Indien namelijk de te verwerken spanningen zeer groot worden, is het mogelijk, dat in bepaalde ontvangtoestellen niet het geheele aangegeven regelingsgebied bruikbaar is. De grens van het bruikbare regelingsgebied geeft eveneens aan, waar de kruismodulatiekrommen en de hiermee verband houdende krommen van verschillende buizen van hetzelfde type een vrij groote spreiding beginnen te vertoonen.

HOOFDSTUK XVI

Eindversterking

§ 1. De taak, die de eindtrap te vervullen heeft, en de daarvoor toegepaste buizen

De eindtrap van een ontvanger of krachtversterker moet in staat zijn voldoende vermogen aan den luidspreker te leveren. Het noodige vermogen hangt af van het gebruikte luidsprekersysteem en van de gewenschte geluidssterkte. Het is duidelijk, dat dit vermogen voor een bepaalde geluidssterkte geringer zal zijn, naarmate de luidspreker gevoeliger is.

Over het algemeen zal men in normale ontvangtoestellen voor het weergeven van de meest luide passages in muziek of spraak een vermogen van ca. 4 W aan den luidspreker toevoeren. Met een luidspreker van normale gevoeligheid krijgt men dan in woonvertrekken van normale afmetingen den juisten indruk van geluidssterkte. In groote vertrekken zal men dikwijls grootere vermogens verlangen; in vele gevallen kan men ook met kleinere vermogens volstaan. (In het geval van ontvangers, die door droge batterijen worden gevoed, bijv. draagbare ontvangers, zal men met veel kleinere uitgangsenergieën dan 4 W genoegen nemen, om niet al te zware batterijen te moeten gebruiken. Men tracht dan veelal een behoorlijke geluidssterkte te verkrijgen door toepassing van *uiterst gevoelige luidsprekers.*)

De eindtrap wordt meestal door den voorversterkingstrap zonder noemenswaardigen energietoevoer gestuurd, maar moet daarvoor de toegevoerde wisselspanningen in wisselstroomenergie van voldoende grootte omzetten, om den luidspreker te laten werken. In H.F. of L.F. voorversterkingstrappen is daarentegen de energie-afgifte aan koppelweerstand of koppelimpedantie veel kleiner. Het is daarom noodzakelijk, voor den eindtrap speciale buizen te gebruiken, die voor een groote energie-afgifte geconstrueerd zijn.

In ontvangtoestellen gebruikt men in den eindtrap meestal één eindversterkingsbuis, in luxe ontvangers dikwijls twee en in krachtversterkers als regel twee eindbuizen. Past men twee eindbuizen toe, dan worden deze **in een balansschakeling** gebruikt, daar deze zeer vele voordeelen biedt. In sommige gevallen worden ook wel twee of meer buizen parallel geschakeld (zie ook § 7). We zullen in het volgende een onderscheid maken tusschen buizen in **enkelvoudige schakeling,** d.w.z. dat er in den eindtrap slechts één buis wordt gebruikt, en buizen in balansschakeling.

Als eindversterkingsbuizen worden tegenwoordig bijna uitsluitend trio-

den en penthoden of tetroden met penthode-achtige eigenschappen gebruikt. In ontvangtoestellen is de toepassing van trioden bijna geheel verdwenen, daar de penthode zeer groote voordeelen t.o.v. de triode biedt. In krachtversterkers neemt om dezelfde redenen het gebruik van trioden steeds meer af, daar het voordeel van den lageren inwendigen weerstand van de triode, die voor sommige toepassingen van versterkers noodzakelijk is (sterk schommelende belasting, bijv. in radiodistributienetten), door gebruik te maken van tegenkoppeling (zie hoofdstuk XXVI) met penthoden ook kan worden bereikt.

De voordeelen van de penthode t.o.v. de triode zijn:

1) grooter rendement (ongeveer twee maal zoo groot) en

2) grootere gevoeligheid, d.w.z. voor een bepaalde energie-afgifte is de noodige roosterwisselspanning bij een penthode veel kleiner dan bij een triode.

§ 2. De aanpassing van den luidspreker aan de eindbuis

Heden ten dage worden vrijwel uitsluitend electrodynamische luidsprekers toegepast. Een dergelijke luidspreker bestaat uit een kleine spoel, die aan een conisch membraan is bevestigd en in een constant magnetisch veld is geplaatst. De wisselstroom van den versterker vloeit door deze spoel, die om constructieve redenen meestal zoodanig is bemeten, dat hier reeds bij een betrekkelijk lage spanning een groote stroom doorheen vloeit. De spoel bestaat dus uit een klein aantal windingen van dik, stug koperdraad en de impedantie (wisselstroomweerstand) ervan is dientengevolge betrekkelijk laag en meestal in de orde van grootte van 2—10 Ω. Deze impedantie is veel lager dan die, welke voor levering van het maximale vermogen in de anodeketen van de eindbuis noodzakelijk is. De luidspreker moet dus aan den eindtrap worden aangepast, waartoe men een transformator met ijzerkern gebruikt, die de hooge wisselspanning in de anodeketen op een lage in de luidsprekerketen transformeert (zie fig. 129). Deze aanpassingstransformator moet aan de primaire zijde een zoodanige impedantie opleveren, dat de buis haar maximaal vermogen bij een zoo gering mogelijke vervorming kan leveren. Indien men **den gunstigsten aanpassingsweerstand** van de desbetreffende eindbuis R_a noemt en de impedantie van de luidsprekerspoel bij de beschouwde frequentie R_l, moet de luidsprekertransformator een transformatieverhouding hebben van

(1) $$n = \sqrt{\frac{R_a}{R_l}}.$$

Dit geldt uitsluitend voor het geval van een idealen transformator; met de verschillende verliezen, die in den transformator optreden, wordt hierbij geen rekening gehouden. Door deze verliezen wordt de impedantie aan de primaire zijde bij de aldus berekende transformatieverhouding iets grooter, zoodat men de verhouding iets lager moet kiezen. De impedantie van de luidsprekerspoel is niet voor alle frequenties gelijk, zoodat ook de impedantie aan de primaire zijde van den luidsprekertransformator van de frequentie afhankelijk is. Bovendien heeft deze impedantie alleen in een beperkt gebied het karakter van een zuiver ohmschen weerstand. Fig. 172 geeft het verloop van de impedantie Z_a aan de primaire zijde van de combinatie van een luidspreker met een aanpassingstransformator, waarbij de primaire wikkeling door een condensator van 2000 $\mu\mu$F is overbrugd. Deze figuur geeft tevens den fasehoek weer, die deze impedantie bij verschillende frequenties tusschen stroom en spanning veroorzaakt. Uit deze krommen blijkt, dat in het voornaamste frequentiegebied de impedantie van de luidsprekercombinatie een factor 2 à 3 varieert. Goedkoope constructies van luidsprekers geven dikwijls een grootere impedantievariatie te zien. Doorgaans wordt de impedantie van een luidspreker bij een bepaalde frequentie opgegeven, en wel meestal bij 800 of 1000 Hz.

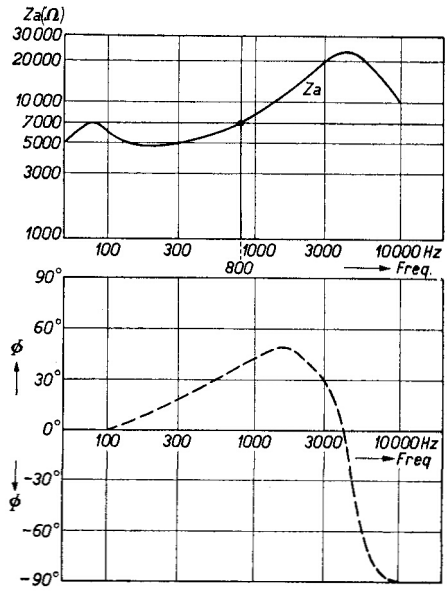


Fig. 172
De impedantie Z_a en de fasehoek Φ, die deze impedantie veroorzaakt, als functie van de frequentie, voor de combinatie van een luidspreker met een aanpassingstransformator, waarvan de primaire wikkeling door een condensator van 2000 $\mu\mu$F is overbrugd.

§ 3. De gunstigste aanpassing bij trioden in enkelvoudige schakeling

Zooals boven reeds werd uiteengezet, is voor het leveren van het maximale vermogen een bepaalde impedantiewaarde in de anodeketen noodzakelijk. Men noemt deze impedantie, waarbij wordt aangenomen dat ze een zuiver ohmsch karakter heeft, de **gunstigste aanpassingsimpedantie.** De gunstigste impedantiewaarde kan voor iedere buis bij een gegeven instelling experimenteel worden bepaald; ze is afhankelijk van de

toegepaste bedrijfsspanningen. Echter kan men ook bij benadering de juiste waarde van de gunstigste impedantie uit de buisgegevens afleiden. De gunstigste impedantiewaarde is voor **eindversterkingstrioden** doorgaans gelijk aan het tweevoud van den inwendigen weerstand van de buis:

$$R_a = 2\,R_i \quad (2)$$ [1]).

Dit geldt theoretisch voor trioden, waarvan de I_a/V_a karakteristieken recht zijn (zie fig. 173) en waarvoor de I_a/V_g karakteristiek ook recht is. Neemt men aan, dat de voedingsspanning van de anode gelijk is aan V_{ao}, dan moet voor deze schaar van I_a/V_a karakteristieken bij de spanning V_{ao} de negatieve roosterspanning V_{go} en de anodebelasting R_a worden bepaald (verondersteld, dat R_a wordt gevormd door een idealen transformator, die secundair met een weerstand is belast; R_a werkt dus alleen den wisselstroom en niet den gelijkstroom tegen).

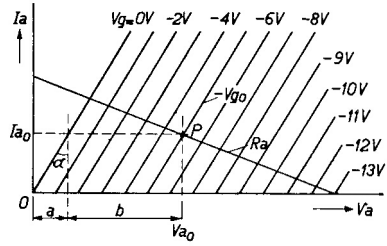


Fig. 173

Geïdealiseerde I_a/V_a krommen van een triode met daarin geteekend een belastingsweerstand, die door de rechte lijn R_a wordt voorgesteld. Het werkpunt P is gegeven door de spanningen V_{ao} en V_{go} en door den daarbij behoorenden anodestroom I_{ao}.

Het is nu gemakkelijk in te zien, dat de anodegelijkstroom voor een bepaalde anodespanning V_{ao} en roosterspanning V_{go} gelijk moet zijn aan:

$$I_{ao} = \frac{V_{ao} - \mu V_{go}}{R_i}. \quad (3)$$

Hierin is μ de versterkingsfactor en R_i de inwendige anodeweerstand van de buis.

Volgens fig. 173 is nl. $V_{ao} = a + b$. Nu is $a = I_{ao}\,tg\alpha = I_{ao}R_i$ en $b = \mu V_{go}$, zoodat $V_{ao} = I_{ao}\,R_i + \mu V_{go}$ of $I_{ao}R_i = V_{ao} - \mu V_{go}$ of $I_{ao} = \frac{V_{ao} - \mu V_{go}}{R_i}$.

Nu moet bij de levering van het maximale vermogen aan de volgende voorwaarden worden voldaan:

a) De wisselstroomamplitude I_{max} mag niet grooter zijn dan de anodegelijkstroom, daar anders de toppen van de sinuskromme van den anodewisselstroom gedurende de negatieve helften van de anodestroomperioden zouden worden afgeplat; de resulteerende anodestroom kan niet kleiner worden dan nul (zie fig. 174).

[1]) Zie B. D. H. Tellegen, Eindversterkerproblemen, T. Ned. Radiogenootschap **3**, 1928, blz. 141—160.

b) De roosterwisselspanningsamplitude V_{max} mag niet grooter zijn dan de roostergelijkspanning V_{go}, daar anders de toppen van de roosterwisselspanning gedurende de positieve helften van de roosterspanningsperioden in het positieve roosterspanningsgebied zouden dringen en roosterstroom veroorzaken (zie fig. 175).

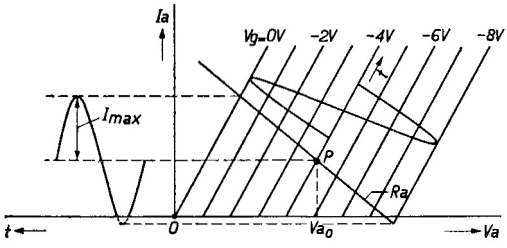


Fig. 174

Rechts: Geïdealiseerde I_a/V_a karakteristieken van een triode met een belastingsweerstand R_a door het werkpunt P. De roosterwisselspanning als functie van den tijd is hier ook ingeteekend.

Links: De anodestroom als functie van den tijd t. Ten gevolge van de ongunstige helling van de weerstandslijn R_a en het ongunstige werkpunt P is de top van de sinuskromme van den anodewisselstroom gedurende de negatieve periode afgesneden; er treedt dus vervorming op.

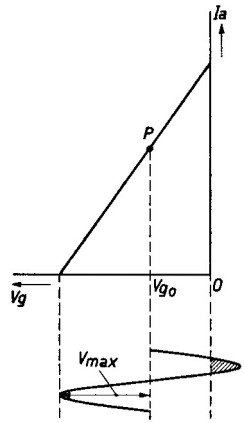


Fig. 175

Dynamische I_a/V_g karakteristiek van een triode met werkpunt P. Indien de roosterwisselspanningsamplitude V_{max} grooter is dan V_{go}, treedt roosterstroom op.

Nu is, bij beschouwing van de triode als een wisselstroomgenerator met een inwendigen weerstand R_i en een uitwendige belasting R_a, volgens vergelijking (10), hoofdstuk XII, de wisselstroom I gelijk aan:

(4) $$I = SV_g \frac{R_i}{R_i + R_a} = \frac{\mu V_g}{R_i + R_a},$$

of:

(4a) $$I_{max} = \frac{\mu V_{max}}{R_i + R_a}.$$

Volgens de voorwaarden a) en b) moet in (4a) I_{max} door I_{ao} en V_{max} door V_{go} worden gesubstitueerd.

Men krijgt dus:

(5) $$I_{ao} = \frac{\mu V_{go}}{R_i + R_a}.$$

Uit (3) en (5) volgt, dat:

$$\frac{\mu V_{go}}{R_i + R_a} = \frac{V_{ao} - \mu V_{go}}{R_i}$$

of:

(6) $$V_{go} = \frac{V_{ao}}{\mu} \frac{R_i + R_a}{2 R_i + R_a}.$$

Vult men deze waarde voor V_{go} in (5) in, dan krijgt men voor de wisselstroomamplitude de formule:

(7) $$I_{max} = I_{ao} = \frac{V_{ao}}{2 R_i + R_a}.$$

Nu is het in den belastingsweerstand R_a ontwikkelde vermogen gelijk aan:

$$W_{Ra} = \frac{I_{max}^2}{2} R_a,$$

of:

$$W_{Ra} = \frac{V_{ao}^2}{2} \frac{R_a}{(2 R_i + R_a)^2}.$$

W_{Ra} is bij gegeven R_i maximum voor $R_a = 2 R_i$ [1]) en dit maximum is dan gelijk aan

(8) $$W_{Ra\,max} = \frac{V_{ao}^2}{16 R_i}.$$

Uit deze formule volgt, dat het uitgangsvermogen omgekeerd evenredig is met den inwendigen weerstand van de buis en recht evenredig met het kwadraat van de anodegelijkspanning. Het is dus voordeelig, een triode met lagen inwendigen weerstand bij een hooge anodegelijkspanning te gebruiken.

Uit formule (7) volgt, dat bij de gunstigste aanpassingsimpedantie ($R_a = 2 R_i$) $I_{ao} = \frac{V_{ao}}{4 R_i}$. Nu is $\frac{V_{ao}}{R_i}$ gelijk aan den anodestroom, die bij $V_g = 0$ vloeit. Het werkpunt van een triode moet dus zoo worden gekozen, dat de anodegelijkstroom een vierde deel bedraagt van den anodestroom, die bij $V_g = 0$ vloeit. Uit formule (8) volgt dan, dat het maximale uitgangsvermogen gelijk is aan:

(9) $$W_{Ra\,max} = \tfrac{1}{4} I_{ao} V_{ao}.$$

---

[1]) Zooals bekend, kan men dit maximum vinden door W_{Ra} naar R_a te differentieeren en het differentiaalquotiënt gelijk aan nul te stellen.

Nu is het toegevoerde vermogen, dat uit de batterij wordt betrokken, gelijk aan $I_{ao} V_{ao}$, zoodat het rendement η van de buis bij het maximale uitgangsvermogen 25% bedraagt.

In de practijk vindt men steeds waarden van het maximale uitgangsvermogen, welke kleiner zijn dan $\frac{V_{ao}^2}{16 R_i}$. Dit is in de eerste plaats hieraan te wijten, dat de karakteristieken van trioden niet het ideale verloop hebben, waarop de bovenstaande berekening berust. De karakteristiekkromming veroorzaakt tevens vervorming. Voorts mag de amplitude van de roosterwisselspanning niet tot aan $V_g = 0$ V reiken, daar reeds bij negatieve waarden van de roosterspanning een aanzienlijke roosterstroom begint op te treden. Door den roosterstroom ontstaat, zeer sterke vervorming, die vermeden dient te worden. Bij bovenstaande berekening werd bovendien verondersteld, dat de stroom $I_{ao} = \frac{V_{ao}}{4 R_i}$ met het oog op de maximale anodedissipatie toelaatbaar is. Is dit niet het geval, dan moet I_{ao} kleiner worden gehouden. Met een soortgelijke berekening als hierboven is aan te toonen, dat de gunstigste waarde voor R_a dan grooter moet zijn dan $2 R_i$. Het uitgangsvermogen is in dat geval kleiner dan $\frac{V_{ao}^2}{16 R_i}$ en het rendement grooter dan 25%.

Indien een eindtriode volledig wordt gestuurd, bedraagt de vervorming bij de gunstigste aanpassingsimpedantie doorgaans 5%. Onder volledige sturing verstaat men, dat de roosterwisselspanning zoo groot is, dat juist nog geen roosterstroom optreedt en dat de anodestroom nog net niet nul wordt.

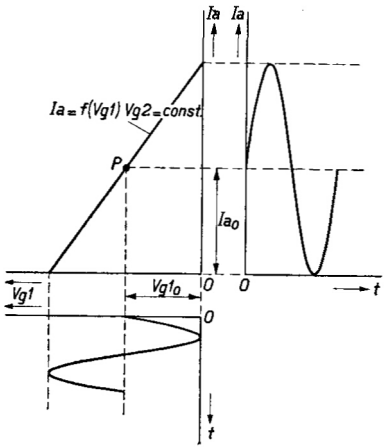


Fig. 176

Geïdealiseerde I_a/V_{g1} karakteristiek van een penthode. Links beneden de roosterwisselspanning als functie van den tijd, waarbij het roostergebied volledig wordt gestuurd, en rechts boven de hierdoor ontstane anodewisselstroom als functie van den tijd.

§ 4. De gunstigste aanpassing bij penthoden in enkelvoudige schakeling

Voor het bepalen van de theoretisch gunstigste aanpassingsimpedantie van penthoden gaan we eveneens van geïdealiseerde omstandigheden uit. We zullen veronderstellen, dat de penthode een oneindig grooten inwendigen weerstand heeft en dat roosterstroom

alleen bij positieve roosterspanningen optreedt. We gaan verder uit van een rechte I_a/V_{g1} karakteristiek (zie fig. 176). Hierbij wordt de schermroosterspanning V_{g2} verondersteld een vaste waarde te hebben.
Daar de inwendige weerstand verondersteld werd oneindig groot te zijn, stelt de I_a/V_{g1} karakteristiek van fig. 176 ook de dynamische karakteristiek van de buis voor. Men heeft nu weer de voorwaarde, dat de amplitude van den anodewisselstroom niet grooter mag zijn dan de anodegelijkstroom I_{ao}. Verder mag de roosterwisselspanningsamplitude niet grooter zijn dan V_{go}, en ten slotte mag de anodewisselspanningsamplitude niet grooter zijn dan de anodegelijkspanning V_{ao}, daar anders gedurende de negatieve periodehelften van de anodewisselspanning de toppen van de sinuskromme zouden worden afgeplat.
Wanneer men zich nu aan het rooster een zoodanige wisselspanning denkt, dat de buis haar volle uitgangsvermogen levert, dan moet de anodestroom veranderen tusschen 0 en de maximum waarde bij $V_g = 0$. De roosterwisselspanning moet dus varieeren tusschen $V_g = 0$ en de waarde, waarbij de anodestroom gelijk wordt aan nul.
Veronderstellen we nu weer, dat in de anodeketen een belastingsweerstand is opgenomen, die voor gelijkstroom geen en voor wisselstroom een ohmschen weerstand R_a biedt. Het in dezen weerstand opgenomen maximale vermogen is dan gelijk aan:

$$W_{Ra\,max} = \frac{(I_{max})^2}{2} R_a = \frac{I_{ao}^2}{2} R_a . \tag{10}$$

De amplitude van de anodewisselspanning V_{max} is gelijk aan $I_{max}.R_a = I_{ao}.R_a$. Deze amplitude mag volgens het bovenstaande ten hoogste gelijk worden aan de anodegelijkspanning. Men heeft dus:

$$I_{max}\ R_a = V_{max}$$

of:

$$I_{ao}\ R_a = V_{ao} \tag{11}$$

of:

$$R_a = \frac{V_{ao}}{I_{ao}} . \tag{12}$$

Volgens vergelijking (10) is het maximale uitgangsvermogen, wanneer voor R_a de waarde $\frac{V_{ao}}{I_{ao}}$ wordt ingevuld, gelijk aan:

$$W_{Ra\,max} = \tfrac{1}{2} I_{ao} V_{ao} . \tag{13}$$

Daar het door de gelijkstroombron aan de schakeling toegevoerde ver-

mogen gelijk is aan $I_{ao}V_{ao}$, is dus het rendement η maximaal gelijk aan 50%.
Dit rendement geldt alleen voor het geval van een penthode, die de aangegeven ideale eigenschappen bezit. In werkelijkheid hebben penthoden echter een meer of minder kromme karakteristiek en blijft het rendement daarom beneden de theoretische waarde van 50%.
Bij de beschouwing over het rendement van penthoden in vergelijking met trioden dient men ook het vermogen, dat het schermrooster opneemt, in rekening te brengen, daar dit vermogen eveneens door de gelijkstroombron, die de anode voedt, moet worden geleverd.
Bij vele penthoden, zooals de EL 3, de EL 5 en de EL 6, is de schermroosterstroom gelijk aan 1/9 tot 1/10 van den anodestroom en de schermroosterspanning gelijk aan de anodegelijkspanning. Het totale vermogen, dat de gelijkstroombron aan de penthode levert, is dus ongeveer 10% grooter dan $V_{ao}I_{ao}$ en het theoretische rendement is dientengevolge ook 10% kleiner dan 50%, dus ongeveer 45%. Verder dient men in acht te nemen, dat het rendement van 45% slechts geldt bij volledige sturing van het roostergebied. Bij kleine roosterwisselspanningen neemt het rendement evenredig met het kwadraat van de roosterwisselspanning af (dit geldt zoowel voor trioden als voor penthoden in enkelvoudige schakeling).
In de practijk treedt bij penthoden meestal pas roosterstroom op bij een vervorming van meer dan 10%. Daar een vervorming van 10% reeds als vrij storend wordt ondervonden (zie § 5a), geeft men als maximum te leveren vermogen van een penthode het vermogen op, dat deze bij dit percentage vervorming kan leveren. Soms wordt echter ook het maximum te leveren vermogen bij sturing tot het beginpunt van roosterstroom, met de hierbij optredende vervorming, gepubliceerd.

§ 5. De vervorming in eindbuizen in enkelvoudige schakeling

a) Eenige beschouwingen over de toelaatbare vervorming [1])

Wat men onder vervorming verstaat werd reeds in hoofdstuk XV aangegeven. De vervorming of **distorsiefactor** d_{tot} is in dat hoofdstuk gedefinieerd. Niet in ieder geval is de distorsiefactor d_{tot} een juiste maatstaf voor de kwaliteit van de weergave. De vervorming als gevolg van discontinue verschijnselen, zooals het optreden van roosterstroom gedurende een gedeelte van de wisselspanningsperiode aan het rooster of een afplatting van de toppen van de sinuskromme van de anode-

[1]) Zie hiervoor ook A. J. Heins van der Ven: Output Stage Distortion, Wireless Engineer **16**, 1939, pag. 383—390 en pag. 444—452.

spanning, is veel hinderlijker dan uit de grootte van den distorsiefactor zou worden afgeleid. Dit kan hieraan worden toegeschreven, dat bij dergelijke discontinue verschijnselen zeer veel harmonischen van hooge orden voorkomen.

Laat men echter deze discontinue verschijnselen buiten beschouwing, dan heeft de distorsiefactor veel waarde als maatstaf voor het beoordeelen van de kwaliteit van het door een eindbuis aan den luidspreker geleverde vermogen, die dan afhankelijk is van een meer of minder sterke kromming van de karakteristiek in het gebied waarin wordt gewerkt.

Nu treedt volgens hoofdstuk XV bij trioden voornamelijk de tweede harmonische en bij penthoden de derde harmonische op den voorgrond. Daarbij doet zich de vraag voor, welke van deze twee harmonischen het schadelijkst is voor de kwaliteit van de weergave. Verscheidene auteurs hebben dit onderzocht [1]). Volgens deze onderzoekingen is in spraak de grootste vervorming toelaatbaar, en wel kunnen ongeveer 5% tweede harmonischen of 3% derde harmonischen juist worden waargenomen, wanneer niet-vervormde en vervormde weergaven met elkaar worden vergeleken. In het geval van muziekweergave kan men 4% tweede of derde harmonischen nog net onderscheiden van de onvervormde weergave.

De storing door vervorming ligt niet zoozeer in het ontstaan van harmonischen, daar de tonen, die door de muziekinstrumenten of door spraak te voorschijn worden geroepen, ook harmonischen bevatten. Er ontstaan evenwel naast de harmonischen zelf ook nieuwe tonen, de zoogenaamde **combinatietonen,** ten gevolge van de som- en verschilfrequenties, die worden veroorzaakt door de aanwezigheid van spanningen van verschillende frequenties aan het rooster van een buis met een kromme karakteristiek (zie hoofdstuk XV, § 2). Dit veroorzaakt een verandering van timbre. Is de vervorming niet sterk, dan is de daarmede gepaard gaande verandering van timbre ook niet opvallend. De vervorming wordt werkelijk storend, wanneer het ontstaan van combinatietonen aanleiding geeft tot schorheid in de weergave. Dit is het geval, indien een van de oorspronkelijke tonen een lage toonhoogte heeft. Dan zullen de som- en verschilfrequenties weinig van de oorspronkelijke frequentie afwijken. Zijn bijv. aan het rooster van een eindbuis gelijktijdig een frequentie van 100 Hz en een frequentie van 1000 Hz aanwezig, dan ontstaan bij een kwadratische I_a/V_g karakteristiek nieuwe tonen met frequenties van 900 en 1100 Hz naast de harmonischen van 200 en 2000 Hz. Dit beteekent, dat de frequentie van

[1]) W. Janovsky, E. N. T. 1929, **6**, pag. 421; F. Massa, Proceedings Inst. Radio Eng. 1933, **21**, pag. 682; H. v. Braunmühl en W. Weber, Akust. Zeitschr. 1937, **2**, pag. 135.

1000 Hz lijkt te zijn gemoduleerd met 100 Hz. Wanneer deze modulatiefrequentie tusschen de 40 en 100 Hz ligt, ontstaat een zekere schorheid, die zeer storend werkt. Is de I_a/V_g karakteristiek niet zuiver kwadratisch, dan kunnen ook tonen van 800 en 1200 Hz, 700 en 1300 Hz, enz. ontstaan.
Uit de practijk blijkt, dat voor normale radio-ontvangst een distorsiefactor van 4 tot 5% bij de maximaal optredende roosterspanningsamplitude voldoende laag is. In gevallen, waarbij men zeer hooge eischen aan de weergavekwaliteit stelt, zal de distorsiefactor niet hooger mogen liggen dan 1 tot 1,5% bij de maximale roosterspanningsamplitude. Het is echter steeds belangrijk, dat geen afplatting van de anodewisselspanningskromme optreedt ten gevolge van roosterstroom of van het overschrijden van de anodegelijkspanningswaarde door de anodewisselspanningsamplitude.

b) Het verband tusschen het uitgangsvermogen en de vervorming

Het zal een ieder duidelijk zijn, dat de vervorming, die in den anodewisselstroom van een eindbuis optreedt, bij groote roosterwisselspanningen sterker is dan bij kleine wisselspanningen. Laat men de roosterwisselspanning gestadig van nul af toenemen, dan stijgt ook de vervorming van nul af voortdurend. (Hierbij dient echter te worden opgemerkt, dat het ook wel voorkomt, dat de vervorming, na een zekere waarde te hebben bereikt, in een bepaald roosterwisselspanningsgebied weer afneemt, om bij nog verder stijgende roosterwisselspanning opnieuw toe te nemen.) Klaarblijkelijk moet de vervorming bij kleine wisselspanningen kleiner zijn dan bij groote wisselspanningen, daar in het eerste geval een vrijwel recht gedeelte van de karakteristiek wordt doorloopen, terwijl de roosterspanning in het tweede geval ook de karakteristiekgedeelten, die een sterkere kromming vertoonen, doorloopt. Bij zeer groote wisselspanningen treedt bovendien vervorming op door het te groot worden van de anodewisselspanningsamplitude en/of door het optreden van roosterstroom.
Men geeft in de publicatie van een eindpenthode op, dat het uitgangsvermogen van deze buis bij 10% vervorming een bepaald aantal watts bedraagt. Het komt echter soms wel voor, dat vooraleer deze vervorming wordt bereikt, reeds roosterstroom optreedt. In dat geval kleedt men de publicatie van de buis zoo in, dat men het uitgangsvermogen opgeeft bij sturing tot aan roosterstroom. Men geeft dan tevens de hierbij optredende vervorming op. Soms wordt ook wel het maximum vermogen, op het punt waarbij roosterstroom zou beginnen op te treden, opgegeven voor grootere vervormingen dan 10%. Bij trioden geeft

men meestal, zooals reeds in § 3 werd vermeld, het uitgangsvermogen op voor 5% vervorming.

Voor een ontwerper van ontvangtoestellen of versterkers is het natuurlijk van veel belang ook te weten, hoe groot de vervorming bij kleinere uitgangsvermogens is. Het is daarom gebruik geworden, de vervorming als functie van het uitgangsvermogen in den vorm van een kromme op te geven. Tevens geeft men in den vorm van een kromme de voor ieder uitgangsvermogen noodige roosterwisselspanning.

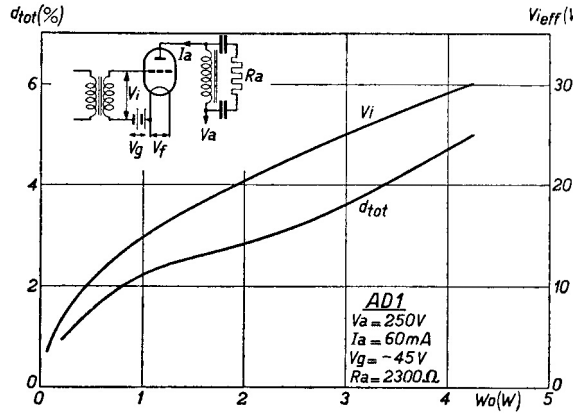


Fig. 177
De totale vervorming d_{tot} en de benoodigde roosterwisselspanning V_i als functie van het uitgangsvermogen van de eindtriode AD 1 als enkelvoudige eindversterker.

Fig. 177 toont dergelijke krommen voor de eindtriode AD 1 en fig. 178 voor de eindpenthode EL 3. Daar het bovendien van belang kan zijn te weten hoe deze vervorming zich in tweede en derde harmonischen splitst, worden veelal ook krommen gegeven voor de vervorming door de tweede en door de derde harmonische, zooals deze in fig. 178 zijn opgenomen.

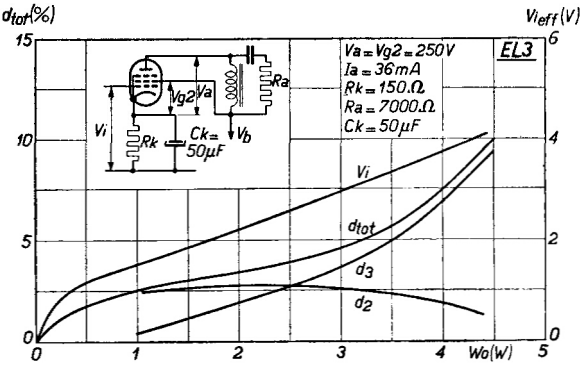


Fig. 178
De totale vervorming d_{tot}, de vervorming door de tweede harmonische d_2, de vervorming door de derde harmonische d_3 en de benoodigde roosterwisselspanning V_i als functie van het uitgangsvermogen van de eindpenthode EL 3 als enkelvoudige eindversterker.

c) Het uitgangsvermogen en de vervorming bij waarden van de aanpassingsimpedantie, welke van de gunstigste afwijken

Beschouwt men den luidspreker als een constante impedantie van zuiver ohmsch karakter, dan is de keuze van de gunstigste aanpassing zeer

eenvoudig. In werkelijkheid heeft deze impedantie, zooals fig. 172 laat zien, niet voor alle frequenties dezelfde waarde en bovendien veroorzaakt ze bij verschillende frequenties ook andere fasehoeken tusschen stroom en spanning. Zooals in hoofdstuk XII reeds werd aangeduid, zal, wanneer de anodeïmpedantie een fasehoek veroorzaakt, een ellipsvormige dynamische anodestroom-anodespanningskarakteristiek ontstaan (zie fig. 127) en wordt een bepaalde oppervlakte van het I_a/V_a diagram van de eindbuis bestreken. Indien verschillende frequenties gelijktijdig aan het rooster aanwezig zijn, zal het in beslag genomen gebied van I_a/V_a karakteristieken nog grooter zijn. Zoo geeft fig. 179 een beeld van de dynamische I_a/V_a karakteristiek, die ontstaat, wanneer aan het rooster twee wisselspanningen liggen met frequenties, die onderling een factor 6 verschillen.

Men kan den invloed van de impedantiewaarde in de anodeketen van een eindpenthode het best met behulp van krommenscharen aangeven. Het geschiktste middel is dan wel, krommen op te nemen, die voor een bepaalde constante vervorming d_{tot} het uitgangsvermogen W_o als functie van den belastingsweerstand geven. Het uitgangsvermogen W_o van een penthode is bij waarden van den belastingsweerstand, die kleiner zijn dan de gunstigste waarde $\frac{V_{ao}}{I_{ao}}$ tot $\frac{1}{2} I_{ao}^2 R_a$ beperkt, daar de anodestroom niet negatief kan worden en de anodewisselstroomamplitude dus ten hoogste gelijk kan zijn aan den anodegelijkstroom I_{ao}. Bij waarden van den belastingsweerstand, die grooter zijn dan $\frac{V_{ao}}{I_{ao}}$, is het uitgangsvermogen W_o beperkt tot $\frac{1}{2} \frac{V_{ao}^2}{R_a}$, daar de anodespanning niet negatief kan worden en de anodewisselspanningsamplitude dus ten hoogste gelijk kan zijn aan de anodegelijkspanning V_{ao}. Een kromme, die de vervorming als functie van den

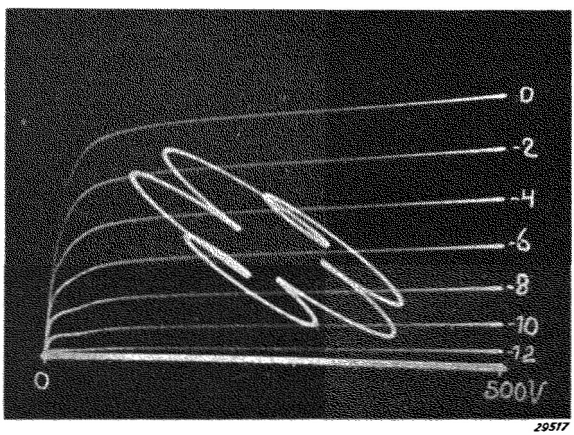


Fig. 179
Oscillogram van de dynamische I_a/V_a karakteristiek van een eindpenthode, die door een luidspreker belast is, wanneer aan het rooster twee wisselspanningen liggen met frequenties, die een factor 6 van elkaar verschillen.

belastingsweerstand voor een bepaald uitgangsvermogen W_o aangeeft, heeft dientengevolge weinig practische beteekenis, daar de vervorming alleen een bruikbare maat voor de weergavekwaliteit is, wanneer ze klein blijft en uit harmonischen van een lage orde bestaat (bijv. tot de vijfde harmonische). Neemt men een kromme op, die de vervorming als functie van den belastingsweerstand voor een bepaald constant uitgangsvermogen W_o laat zien, dan is bij kleine waarden van den belastingsweerstand de grenswaarde van het uitgangsvermogen $\frac{1}{2} I_{ao}^2 R_a$ en is bij groote belastingsweerstanden de grenswaarde $\frac{1}{2} \frac{V_{ao}^2}{R_a}$ kleiner dan dit bepaalde, constante uitgangsvermogen W_o. In deze gevallen zou een groot aantal harmonischen van zeer hooge orde ontstaan en de vervormingsfactor zou dan geen maat meer zijn voor de weergavekwaliteit. Beschouwt men de I_a/V_a karakteristieken van een eindpenthode, dan ziet men, dat de anodespanning niet onder een bepaalde positieve waarde zal zinken; voor de meeste moderne penthoden is deze waarde ongeveer 20 V. Daarom is het juister om, in plaats van de boven aangeduide grens van $\frac{1}{2} \frac{V_{ao}^2}{R_a}$, voor dergelijke buizen de grens $\frac{1}{2} \frac{(V_{ao} - 20)^2}{R_a}$ te kiezen.

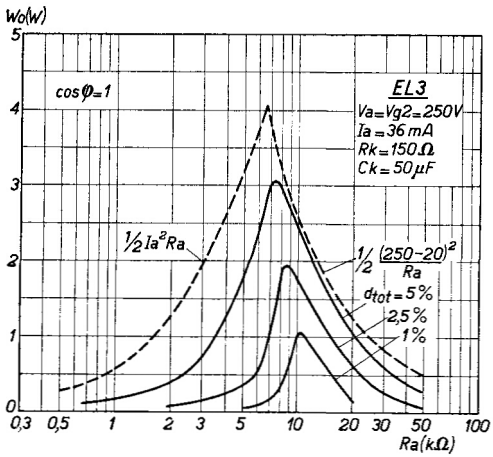


Fig. 180
Uitgangsvermogen W_o als functie van den belastingsweerstand R_a bij 1, 2½ en 5% vervorming door harmonischen en grenslijnen (gestippeld) $\frac{1}{2} I_a^2 R_a$ en $\frac{1}{2} \frac{(V_a - 20)^2}{R_a}$ voor de eindpenthode EL 3. Deze krommen gelden voor het geval, dat de luidsprekerimpedantie geen fasehoek veroorzaakt, dus cos $\varphi = 1$.

Fig. 180 laat nu een aantal krommen zien, die voor de Philips eindpenthode EL 3 het uitgangsvermogen als functie van den belastingsweerstand R_a bij een vervorming van 5%, 2,5% en 1% geven. Tevens zijn in dit diagram de grenzen $\frac{1}{2} I_a^2 R_a$ en $\frac{1}{2} \frac{(V_a - 20)^2}{R_a}$ opgenomen (in deze figuur hebben I_a en V_a de beteekenis van I_{ao} en V_{ao}). Het zal duidelijk zijn, dat naar mate een kromme voor een bepaalde vervorming hooger ligt, des te gunstiger de buis is, wat betreft het uitgangsvermogen bij dezen vervormingsfactor. Is men nu voor een bepaalden luidspreker in het bezit van de kromme, die de impedantie als functie van de frequentie geeft,

dan kan men met behulp van een krommenschaar, als in fig. 180 is aangegeven. voor iedere frequentie het maximale uitgangsvermogen bepalen bij een gegeven vervorming naar keuze, bijv. 5% of 2,5%. Men kan zoodoende te weten komen, in hoeverre de hooge en de lage tonen bij muziek- of spraakweergave en bij dezelfde kwaliteit, minder sterk kunnen worden weergegeven dan de frequentie, waarbij de luidspreker de gunstigste impedantiewaarde heeft. Door de transformatieverhouding van den aanpassingstransformator te veranderen, kan men de frequentie instellen, waarbij de luidsprekercombinatie de impedantiewaarde heeft, die met de gunstigste voor de buis overeenkomt. Men heeft het daarmee in de hand de verhouding tusschen het maximum vermogen voor verschillende frequenties te veranderen. In fig. 172 bijv. heeft de luidspreker bij een frequentie van 800 Hz een impedantie Z_a van 7000 Ω, welke waarde met de gunstigste impedantie voor de EL 3 overeenkomt. Bij 3000 Hz is echter deze impedantie tot 20 000 Ω gestegen, en volgens de kromme van fig. 180 kan men nu, wanneer men een maximale vervorming van 5% toelaat, bij deze waarde van den belastingsweerstand slechts een uitgangsvermogen van 1 W verkrijgen. Men zou voor dezelfde vervorming een grooter uitgangsvermogen voor hooge frequenties verkrijgen, indien men de aanpassingsimpedantie bij 800 Hz lager zou kiezen, zoodat de geheele kromme van fig. 172 lager zou komen te liggen. Uit de kromme voor 5% vervorming van fig. 180 volgt echter, dat dit met het oog op de geluidssterkte van de lage tonen minder wenschelijk zou zijn. In het algemeen zijn namelijk de hooge tonen in de weer te geven muziek of spraak minder sterk dan de lage tonen.

De invloed van den fasehoek, die de luidsprekerimpedantie tusschen stroom en spanning over de primaire wikkeling van den luidsprekertransformator veroorzaakt, op het uitgangsvermogen komt het best tot uitdrukking, als men het uitgangsvermogen bij verschillende vervormingsfactoren en bij verschillende fasehoeken als functie van de belastingsimpedantie Z_a meet. Daar het acoustische vermogen evenredig is met den stroom door de luidsprekerspoel, is de vervorming van den wisselstroom te meten. Om echter een vergelijking tusschen verschillende gevallen te kunnen maken, zullen we in gevallen, waarin de cos φ kleiner is dan 1, niet het nuttige uitgangsvermogen als functie van den belastingsweerstand, doch het schijnbare vermogen $I_a{}^2{}_{eff} Z_a$ opteekenen. Dit vereenvoudigt de vergelijking met het theoretisch maximale vermogen. Fig. 181 toont het resultaat van dergelijke metingen aan de eindpenthode EL 3 voor het geval, dat de cos φ van de luidsprekercombinatie 0,7 bedraagt (hetgeen overeenkomt met een fasehoek φ van ongeveer 45°). Uit deze krommen volgt direct, dat het maximale schijnbare uitgangsvermogen ten gevolge van een fasehoek

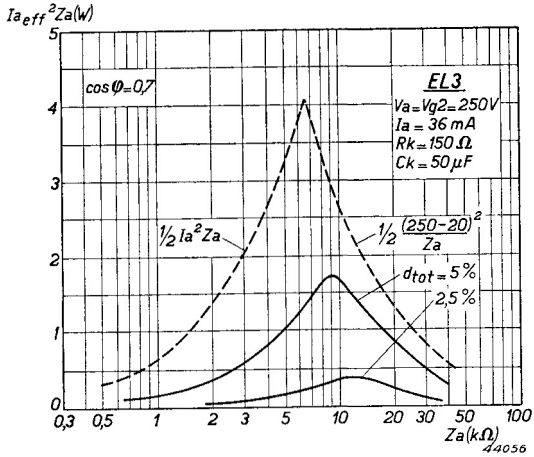


Fig. 181

Het schijnbare uitgangsvermogen $I_a^2{}_{eff}Z_a$ als functie van de belastingsimpedantie Z_a bij 2½ en 5% vervorming in den stroom en grenslijnen (gestippeld) $\frac{1}{2}I_a^2Z_a$ en $\frac{1}{2}\frac{(V_a-20)^2}{Z_a}$ voor de eindpenthode EL 3, wanneer de luidsprekercombinatie een cos φ van 0,7 heeft.

tusschen stroom en spanning belangrijk daalt. In de practijk zal men hiermede echter steeds rekening moeten houden. Uit het bovenstaande blijkt wel, dat een eenvoudige opgave van het uitgangsvermogen van een buis voor een bepaalde vervorming bij de gunstigste aanpassingsimpedantie, waarbij geen fasehoek tusschen stroom en spanning optreedt, nauwelijks een beeld van de prestaties van deze buis geeft, en dat men met het gedrag van de buis bij andere waarden van de belastingsimpedantie en van den cos φ zeer zeker rekening moet houden, temeer daar oogenschijnlijk gelijkwaardige buizen, wanneer men ze volgens de bovenstaande gezichtspunten onderzoekt, groote verschillen kunnen vertoonen.

§ 6. De eischen, die aan eindpenthoden voor enkelvoudige schakeling moeten worden gesteld [1])

Het bovenstaande wijst er reeds op, voornamelijk indien men niet met ohmsche belastingsweerstanden te maken heeft, dat men met het geheele gebied van I_a/V_a karakteristieken te maken heeft. Men kan echter wel aannemen, dat het gedeelte van de karakteristiekenschaar voor lagen anodestroom en lage anodespanning nauwelijks zal worden gebruikt. Fig. 127 toont, dat de dynamische karakteristiek voor kleine amplituden een ellips is, terwijl bij grootere amplituden een merkbare afwijking van den ellipsvorm optreedt. Indien de I_a/V_a karakteristieken in het gebruikte gebied parallelloopende rechte lijnen waren, die voor bepaalde

[1]) Zie ook „The Wireless Engineer" Juni en Juli 1939, Pentode and Tetrode Output Valves, door J. L. H. Jonker.

gelijke sprongen van de stuurroostervoorspanning op gelijke afstanden zouden liggen, zou geen vervorming van de ellips optreden, zoolang deze niet de horizontale of de verticale assen zou trachten te overschrijden. Het is echter niet mogelijk dergelijke karakteristiekenscharen te verwezenlijken, daar de anodestroom met de $^3/_2$e macht van de effectieve potentiaal in het stuurroostervlak toeneemt. De I_a/V_a karakteristieken kunnen dientengevolge nooit op gelijke onderlinge afstanden liggen.

Toch is het met het oog op vervorming gewenscht, dat de I_a/V_a karakteristieken zooveel mogelijk op gelijke onderlinge afstanden loopen, d.w.z. de I_a/V_{g1} karakteristiek moet zoo recht mogelijk zijn en een zoo scherp mogelijke onderbocht vertoonen.

Bovendien is het gewenscht, dat de I_a/V_a karakteristieken zooveel mogelijk recht zijn. **Om dit te bereiken, moet de invloed van de secundaire emissie van de anode in het werkgebied van anodestroom en anodespanning geheel worden uitgeschakeld,** daar secundaire emissieverschijnselen groote afwijkingen kunnen veroorzaken. Dit punt is zeer belangrijk, daar de secundaire emissie soms een afwijking in het midden van de I_a/V_a karakteristiek kan veroorzaken, zoodat een vervorming van de dynamische kromme en dientengevolge, zelfs bij kleine amplituden van de roosterwisselspanning, harmonischen kunnen ontstaan. Dit zal in het bijzonder het geval zijn, indien de belastingslijn een hoogen weerstand voorstelt.

*Fig. 182 toont een schaar van I_a/V_a karakteristieken van een tetrode-*eindbuis, waarin de secundaire emissie door de ruimtelading tusschen schermrooster en anode moet worden onderdrukt (zie hoofdstuk XIII, § 2 d, fig. 145). In deze schaar zijn belastingslijnen geteekend, die met den gunstigsten weerstand $R_a = V_a/I_a$, met 3 R_a en met 1/3 R_a overeenkomen. De I_a/V_a karakteristieken voor gelijke sprongen van V_{g1} snijden de belastingslijnen in stukjes. Wanneer deze stukjes aan elkaar gelijk zijn, zal er geen vervorming optreden.

Uit fig. 182 volgt, dat dit voor den belastingsweerstand R_a practisch het geval is ($p = q = r = s = t$). Voor $R = 3\ R_a$ zijn echter p′ en r′ grooter dan q′ en s′. Dit beteekent dat, ten gevolge van den overblijvenden invloed van de secundaire emissie, vervorming optreedt. Bij een te kleine waarde van den belastingsweerstand, bijv. 1/3 R_a, is de vervorming minder uitgesproken. In een tetrode met begrenzing van de secundaire emissie door ruimtelading kan de secundaire emissie nooit over het geheele benutte gebied van het I_a/V_a diagram worden onderdrukt, zooals uit hoofdstuk XIII, § 2 d volgt. Dit kan echter wel in een penthode, en daarom is dit buistype voor eindversterking veel beter geschikt dan de tetrode met begrenzing van de secundaire emissie door ruimtelading.

Dit zal niet zoozeer tot uitdrukking komen bij de gunstigste belastingsimpedantie dan wel bij hoogere waarden van deze impedantie en wan-

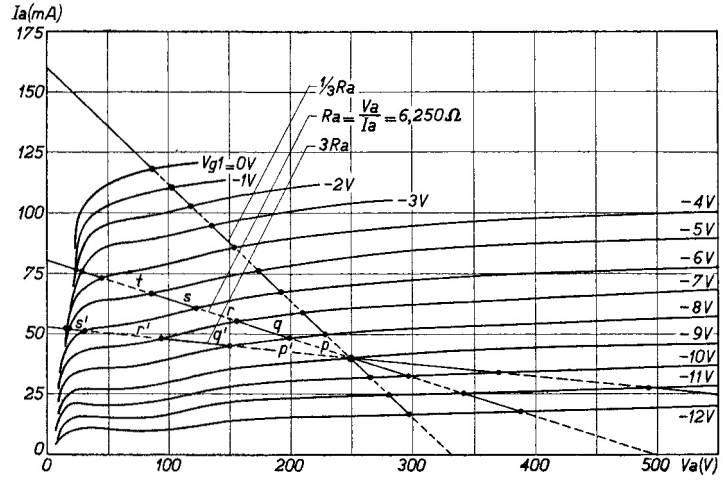


Fig. 182
I_a/V_a karakteristieken van een eindtetrode, met onderdrukking van de secundaire emissie door de ruimtelading tusschen schermrooster en anode. Bij de gunstigste belasting $R_a = V_a/I_a$ is p = q = r = s = t en is dientengevolge de vervorming klein. Voor een belasting gelijk aan $3R_a$ zijn p' en r' grooter dan q' en s', hetgeen vervorming beteekent.

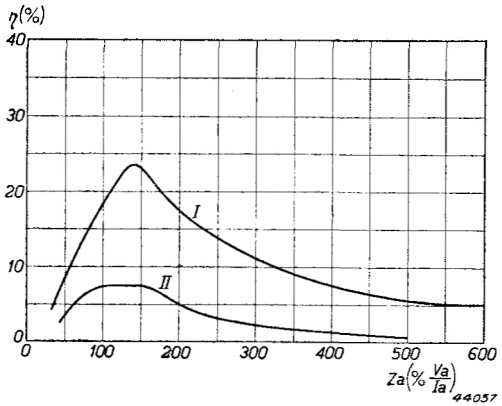


Fig. 183
Het rendement $(= \frac{W_o}{W_a} \times 100\%)$, bij 5% vervorming, van een penthode (kromme I) en van een tetrode (kromme II), als functie van de belastingsimpedantie (uitgedrukt in % van de gunstigste impedantie V_a/I_a) voor een cos φ van de impedantie van 0,7.

neer ze een fasehoek tusschen stroom en spanning veroorzaakt. Zoo geeft fig. 183 een vergelijking van het rendement

$$\left(\frac{\text{uitgangsvermogen}}{\text{toegevoerd vermogen}} = \frac{W_o}{W_a} \times 100\%\right)$$ bij 5% vervorming en een cos φ van de belasting van 0,7 van een tetrode (6 L 6) en van een penthode (Philips EL 3) als functie van de belastingsimpedantie Z_a, in procenten van de gunstigste belastingsimpedantie. Kromme I geeft in deze figuur het rendement η weer voor de EL 3 en kromme II voor de 6L 6. Uit deze vergelijking blijkt wel, dat de penthode de voorkeur verdient.

Het plotselinge optreden van roosterstroom heeft, zooals uit § 5a volgt, meestal een zeer onaangename vervorming ten gevolge, daar hierbij harmonischen van zeer hooge orde optreden. Daarom moet de dynamische I_a/V_{g1} karakteristiek een zoodanig ruim stuurbaar gebied van roosterspanning bezitten, dat het maximale uitgangsvermogen niet wordt beperkt door het optreden van roosterstroom, doch door het minder storend optreden van harmonischen ten gevolge van de kromming van de karakteristiek. Oversturing heeft dan een minder storend effect.

Bij groote amplituden van de roosterwisselspanning zal dan het uitgangsvermogen door het samendringen van de I_a/V_a karakteristieken bij grooten en bij kleinen anodestroom worden begrensd. Dit heeft een boven- en een onderbocht van de dynamische I_a/V_{g1} karakteristiek ten gevolge (zie fig. 124). Het is daarom van belang, dat het snijpunt van de belastingslijn met de I_a/V_a karakteristiek, waar het samendringen van de I_a/V_a karakteristieken — met als gevolg de bovenbocht — sterk begint plaats te hebben, zooveel mogelijk naar links in het I_a/V_a diagram ligt, zoodat het afbuigen van de I_a/V_a karakteristieken voor kleine negatieve roosterspanningen bij lage anodespanningen plaats heeft. Hieraan werd bij het ontwerpen van de moderne Philips penthoden de uiterste zorg besteed, terwijl tevens de secundaire emissie in het geheele werkgebied onderdrukt werd. Hierdoor werd het maximale rendement verhoogd.

De onderdrukking van de secundaire emissie is bereikt door de anode te bedekken met een materiaal, dat een lagen secundaire-emissiefactor heeft (door zwarting van de anode met een koollaag) en door het vormen van een potentiaalminimum tusschen schermrooster en anode met behulp van het gecombineerd effect van een vangrooster en ruimtelading.

§ 7. **Balanseindtrappen**

In het voorafgaande werden eindtrappen behandeld, die uit één huis — een penthode of een triode — bestaan. Het is uiteraard mogelijk twee of meer buizen parallel te schakelen, ten einde een grooter vermogen te verkrijgen. Soms wordt hiertoe overgegaan, om bij een lage anodespanning een grooter eindvermogen te verkrijgen.

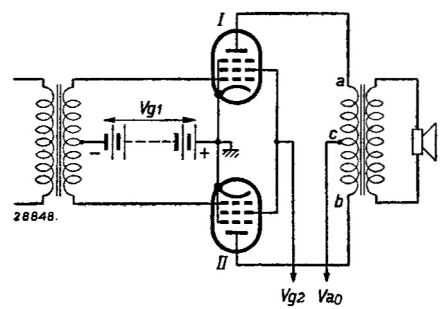


Fig. 184
Principieele schakeling van een balanseindtrap met twee penthoden.

Dergelijke eindtrappen zijn in wezen enkelvoudige eindtrappen. Verder is het mogelijk twee buizen in balans te schakelen. De balansschakeling biedt het voordeel van een grooter rendement van den eindtrap dan bij toepassing van een enkele eindbuis, terwijl de vervorming aanmerkelijk geringer kan zijn.

Fig. 184 stelt het principe van een balanseindtrap met twee penthoden voor. De roosterwisselspanning wordt via een transformator, waarvan de secundaire van een middenaftakking is voorzien, aan de roosters van de beide eindbuizen gelegd. Deze middenaftakking ligt laagfrequent aan aarde (op kathodepotentiaal); als de spanning aan het eene rooster in positieve richting verandert, zal de spanning aan het andere rooster hierdoor symmetrisch in negatieve richting veranderen. In de anodeketen bevindt zich weer een uitgangs- of aanpassingstransformator, waarvan de primaire nauwkeurig in het midden van een aftakking is voorzien. Over deze aftakking wordt de anodegelijkspanning naar de anoden gevoerd. Over de bovenste helft van de primaire van den uitgangstransformator ontstaat nu een wisselspanning, welke in positieve richting toeneemt, indien de roosterspanning van de bovenste buis in negatieve richting verandert. Tegelijkertijd verandert de roosterspanning van de onderste buis in positieve richting, waardoor de anodespanning van de onderste helft van de primaire van den uitgangstransformator in negatieve richting verandert. Dit wil zeggen, dat de spanning in het punt a ten opzichte van die in het punt c symmetrisch toeneemt, naarmate de spanning in het punt b ten opzichte van die in punt c afneemt. De wisselstroomen van de beide primaire transformatorwikkelingen induceeren elk wisselstroomen in de secundaire en wel zoodanig, dat deze bij elkaar worden opgeteld.

Indien men de dynamische I_a/V_g karakteristieken van de beide buizen nu zoodanig combineert [1]), dat de karakteristiek van de onderste 180° gedraaid is en de beide werkpunten op dezelfde verticale lijn liggen (zie fig. 185), en men aan de roosters een wisselspanning legt, ontstaan in de anodeketens van elk der beide buizen, zooals fig. 185 aangeeft, vervormde anodewisselstroomen. In deze figuur werd ervan uitgegaan, dat de vervorming van den anodestroom uitsluitend uit de tweede en derde harmonischen bestaat. Telt men de beide anodewisselstroomen bij elkaar op, dan blijken de beide tweede harmonischen elkaar op te heffen, terwijl de beide derde harmonischen bij elkaar worden opgeteld (zie fig. 185).

Bij balanseindtrappen heffen de even harmonischen elkaar op en worden

---

[1]) In dit verband zij opgemerkt, dat de dynamische karakteristiek bij balanstrappen niet zoo eenvoudig kan worden bepaald als bij een enkelvoudige eindpenthode, daar de belastingslijn in het I_a/V_a diagram geen rechte lijn meer is.

de oneven harmonischen, dus ook de grondgolven, bij elkaar opgeteld. Het is daarom voordeelig in balanseindtrappen buizen te gebruiken, waarvan de vervorming voornamelijk uit de tweede harmonische bestaat. Bij zulke buizen zal de resulteerende vervorming uitsluitend uit de derde en hoogere oneven harmonischen bestaan en dus uiterst gering

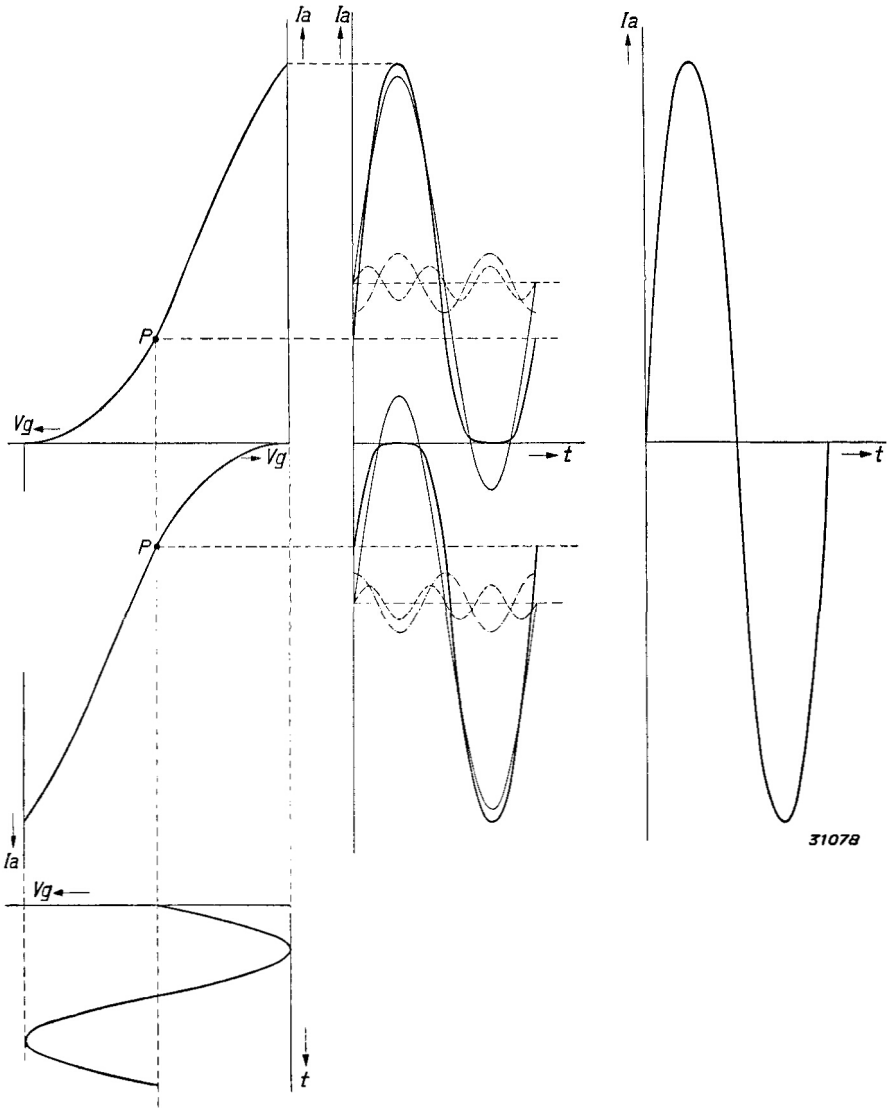


Fig. 185
Combinatie van de dynamische karakteristieken van twee in balans geschakelde eindbuizen. De tweede harmonischen in den anodestroom compenseeren elkaar, terwijl de derde harmonischen bij elkaar worden opgeteld. De kromme geheel rechts stelt den resulteerenden anodewisselstroom voor.

zijn. Bij trioden domineert meestal de tweede harmonische, zoodat deze buizen, wat betreft de vervorming, uitstekend voor balanstrappen geschikt zijn. Bij de meeste penthoden zal de derde harmonische sterker op den voorgrond treden dan de tweede, indien de belastingsweerstand gelijk is aan $\frac{V_a}{I_a}$.

Voor balanseindtrappen met penthoden kiest men den belastingsweerstand per buis daarom lager dan $\frac{V_a}{I_a}$; de penthode heeft daarbij het voordeel van een aanmerkelijk gunstiger rendement.

§ 8. Instelling klasse A

Onder klasse A verstaat men een instelling van de buis, waarbij de negatieve roosterspanning zoodanig wordt gekozen, dat gedurende de geheele roosterwisselspanningsperiode de anodestroom vloeit. De roosterwisselspanningsamplitude overschrijdt dus niet de roosterspanning, waarbij de anodestroom gelijk wordt aan nul (fig. 186).

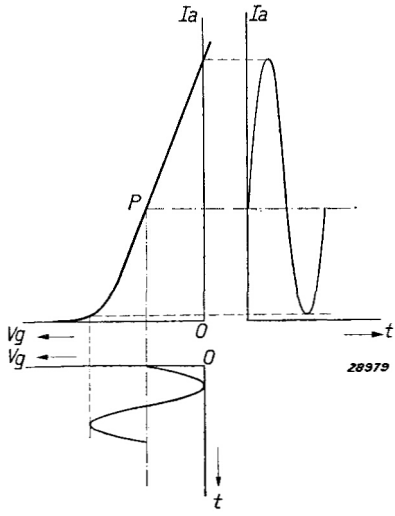


Fig. 186
Instelling van het werkpunt P voor versterking klasse A.

Doorgaans wordt de roosterwisselspanning bij deze instelling zoodanig gekozen, dat ook geen roosterstroom optreedt. De roosterwisselspanning kan dus ten hoogste schommelen tusschen het beginpunt van roosterstroom en die roosterspanning, waarbij de anodestroom gelijk wordt aan nul.

In het ideale geval bedraagt, volgens § 3 en 4, het rendement (verhouding tusschen het geleverde en het toegevoerde vermogen), bij het werken in het negatieve roosterspanningsgebied, voor penthoden, bij maximale sturing, 50%, terwijl voor trioden het rendement lager is.

§ 9. Instelling klasse B

Men kan het werkpunt bij een versterkingsbuis zoodanig kiezen, dat de negatieve roosterspanning ongeveer de waarde heeft, waarbij de anodestroom gelijk wordt aan nul (zie fig. 187); in dit geval spreekt men van instelling klasse B. Indien de roosterwisselspanning sinusvormig

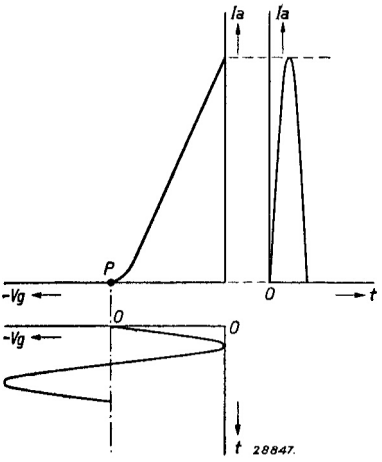


Fig. 187
Instelling van het werkpunt P voor versterking klasse B.

is, blijkt de anodewisselstroom uitsluitend uit halve sinusvormige golven te bestaan. Deze halve golven zijn gelijkwaardig met een sinusvormigen anodewisselstroom, waarvan de frequentie gelijk is aan die van het roostersignaal en die een groot aantal hoogere harmonischen bevat en wel vrijwel uitsluitend even harmonischen. Bij toepassing van een enkele buis in een eindversterker klasse B ontstaat dus sterke vervorming. Als men echter twee buizen in balans schakelt, sluiten de beide halve golven bij elkaar aan en heeft men weer een volledige sinuskromme en geen (of weinig) vervorming. Op deze wijze heeft men een eindversterker verkregen, waarvan het rendement aanmerkelijk hooger is dan bij toepassing van twee buizen in een balansversterker klasse A. Fig. 188 toont, hoe de tweede buis de andere halve golf van den anodewisselstroom levert, zoodra de anodestroom van de eerste buis ophoudt. De beide buizen vullen elkaar aan de anodezijde aan, zoodat vrijwel geen vervorming ontstaat. Bij kleine signalen aan het rooster is de vervorming soms iets grooter, daar de invloed van de kromming in het onderste gedeelte van de karakteristieken dan grooter is.

Het voordeel van een eindtrap klasse B is, dat met twee bepaalde buizen een aanmerkelijk grooter vermogen kan worden geleverd dan met twee van dergelijke buizen in een versterker klasse A, zonder dat de buizen worden overbelast. Dit houdt verband met de omstandigheid, dat het toegevoerde vermogen in een eindtrap klasse B toeneemt naarmate

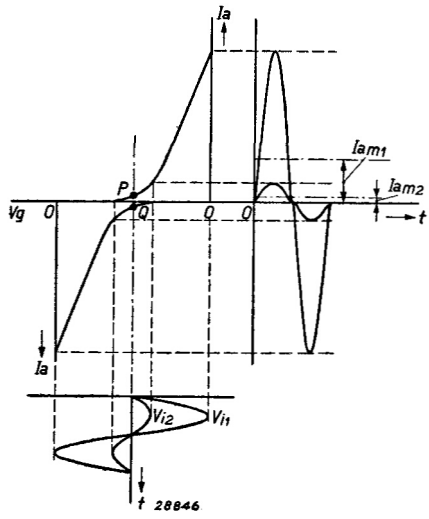


Fig. 188
Combinatie van de dynamische karakteristieken van twee in balans geschakelde eindbuizen klasse B. Bij een sterk signaal (V_{i1}) is de vervorming van den anodestroom betrekkelijk gering; bij een zwak signaal (bijv. V_{i2}) ontstaat, ten gevolge van de kromming in den staart van de karakteristiek, een naar verhouding grootere vervorming.

het signaal grooter wordt, terwijl dit vermogen bij een eindtrap klasse A constant blijft. De anodedissipatie (het verschil tusschen het toegevoerde en het geleverde vermogen) is een maatstaf voor de verwarming van de anode, en door de maximale waarde van de anodedissipatie wordt aan het vermogen van de buis een grens gesteld. Het geleverde vermogen wordt aan den luidspreker afgegeven en draagt dus niet bij tot verwarming van de buis zelf. Bij een versterker klasse A is het toegevoerde vermogen constant, daar de gemiddelde anodestroom constant blijft. Indien dus geen signaal op het rooster staat, wordt door de buis geen vermogen aan den luidspreker geleverd en is de anodedissipatie dus gelijk aan het toegevoerde vermogen ($I_{ao} \times V_{ao}$). Bij een maximum rendement van 50% van een versterker klasse A, is het maximum te leveren vermogen dus gelijk aan 50% van het toegevoerde vermogen en ook 50% van de maximale anodedissipatie van de buis.
Bij een versterker klasse B (zie ook fig. 188) vloeien door elke buis halfsinusvormige anodestroomstooten. De gemiddelde waarde van den anodestroom, die de verwarming van de anode bepaalt, is aanmerkelijk lager dan de topwaarde van de anodestroomstooten, en wel bij halve sinusvormige golven gelijk aan $\frac{1}{\pi}$ keer de topwaarde. Wanneer de gemiddelde waarde van den anodestroom per buis $\bar{I}_a = \frac{I_a}{\pi}$ (I_a = topwaarde van den anodestroom) bedraagt, dan is het toegevoerde vermogen per buis

(14) $$W_i = \frac{I_a V_{ao}}{\pi}$$

(V_{ao} = anodegelijkspanning) en is het toegevoerde vermogen aan den geheelen trap tweemaal zoo groot.
Is de maximale anodestroomamplitude $I_{a\,max}$, die door roosterstroom, vervorming of de anodedissipatie wordt begrensd, dan is het maximale vermogen, dat kan worden toegevoerd, gelijk aan

(15) $$W_{i\,max} = \frac{I_{a\,max} V_{ao}}{\pi}.$$

Het uitgangsvermogen hangt vanzelfsprekend af van den belastingsweerstand R_a. We nemen aan, dat deze zoo gunstig mogelijk wordt gekozen. De amplitude van de wisselspanning over dezen belastingsweerstand zal nooit grooter mogen zijn dan de anodegelijkspanning, om afplatting van de toppen te vermijden, zoodat het maximale uitgangsvermogen per buis zal bedragen:

(16) $$W_{o\,max} = \tfrac{1}{2} \times \frac{I_{a\,max} V_{ao}}{2} = \frac{I_{a\,max} V_{ao}}{4}.$$

Bij kleine amplituden is het uitgangsvermogen gelijk aan:

(16a) $$W_o = \frac{I_a V_a}{4}.$$

Hierin is V_a de amplitude van de anodewisselspanning.
Voor het rendement η bij het maximale uitgangsvermogen vindt men dus:

(17) $$\eta_{(W_o = max)} = \frac{W_{o\,max}}{W_{i\,max}} 100\,\% = \frac{\pi}{4} . 100\,\% = 78{,}5\,\%.$$

Om het door formule (16) aangegeven maximale wisselstroomvermogen te bereiken, moet de belastingsweerstand een bepaalde waarde hebben. We merken hierbij op, dat het hier den belastingsweerstand per anode geldt, dus van anode naar middenaftakking op den uitgangstransformator en niet van anode tot anode. Deze weerstand moet zoodanig zijn, dat bij de amplitude van den anodewisselstroom $I_{a\,max}$ de wisselspanningsamplitude gelijk is aan V_{ao}. Men vindt dus, dat de belastingsweerstand per anode gelijk moet zijn aan:

(18) $$R_a = \frac{V_{ao}}{I_{a\,max}}.$$

Uit (16a) volgt, dat

(19) $$W_o = \frac{I_a^2}{4} R_a.$$

Nu is het toegevoerde gelijkstroomvermogen gelijk aan het geleverde vermogen plus het wisselstroomvermogen, dat in de buis zelf in warmte wordt omgezet, d.w.z. de anodedissipatie. Hieruit volgt, dat

(20) $$W_a = W_i - W_o = \frac{I_a . V_{ao}}{\pi} - \frac{I_a^2}{4} R_a.$$

De anodedissipatie W_a wordt maximaal voor:

(21) $$I_{a\,(W_a = max)} = \frac{2}{\pi} I_{a\,max}.$$

(Dit kan men vinden, door W_a uit vergelijking (20) naar I_a te differentieeren en het differentiaalquotiënt $\frac{dW_a}{dI_a}$ gelijk aan nul te stellen.)
Voert men nu de voor I_a in (21) gevonden waarde in (20) in, dan vindt men voor de maximale anodedissipatie de waarde:

(22) $$W_{a\,max} = \frac{1}{\pi} W_{i\,max}.$$

Uit de vergelijkingen (21) en (22) volgt, dat de maximale anodedissipatie niet bij de maximale anodewisselstroomamplitude $I_{a\,max}$, doch bij $\frac{2}{\pi} I_{a\,max} = 64\%$ van $I_{a\,max}$ optreedt en dat ze $\frac{100}{\pi} = 32\%$ van het maximaal toegevoerde vermogen $W_{i\,max}$ bedraagt. Men kan de door de vergelijkingen (14), (19) en (20) gegeven grootheden W_i, W_o en W_a als functie van de amplitude I_a van den anodewisselstroom uitzetten en krijgt dan de krommen I, II en III van fig. 189. Hieruit is duidelijk zichtbaar, dat het maximum toegevoerde vermogen optreedt bij de maximale amplitude van den anodestroom; evenwel blijkt de maximale anodedissipatie bij ongeveer 64% van de maximale amplitude van den anodewisselstroom op te treden. Bij maximale sturing is het rendement van den eindtrap klasse B volgens vergelijking (17) theoretisch gelijk aan 78,5% (geleverd vermogen ten opzichte van het toegevoerde vermogen), zoodat bij een dergelijken eindtrap met twee buizen theoretisch een vermogen van $2 \times \frac{78{,}5}{32} = 4{,}9 \times$ de maximale anodedissipatie van één buis zou kunnen worden bereikt. Bij twee in klasse A geschakelde versterkingsbuizen is het theoretische maximum van het te leveren vermogen gelijk aan de maximale anodedissipatie van één buis.

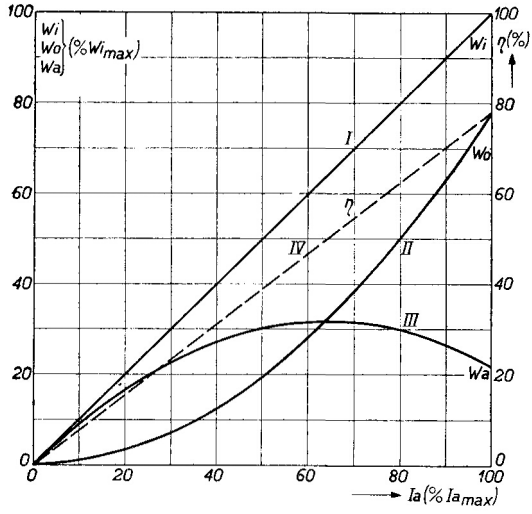


Fig. 189

Het toegevoerde vermogen W_i (kromme I), het uitgangsvermogen W_o (kromme II) en het in de buis verloren vermogen W_a (kromme III) in procenten van het maximale toegevoerde vermogen $W_{i\,max}$ als functie van de amplitude van den uitgangswisselstroom, uitgedrukt in procenten van de amplitude bij het maximale uitgangsvermogen voor klasse B-versterking. Het nuttig effect η is eveneens hierin opgenomen (kromme IV).

§ 10. **Het sturen in het roosterstroomgebied**

Doorgaans worden versterkingsbuizen uitsluitend tot het beginpunt van roosterstroom gestuurd.

Het aangegeven theoretische maximum van het rendement van 78,5% geldt dan uitsluitend bij toepassing van twee penthoden in instelling

klasse B. Bij toepassing van twee trioden is het maximale rendement lager, daar hier slechts een kleiner gedeelte van het ter beschikking staande anodespanningsgebied kan worden benut. Indien men de trioden echter tot in het gebied van positieven roosterstroom stuurt, kan de anodespanning ook in dat geval volledig worden gestuurd. Het rendement kan dan 78,5% ook benaderen. Indien de buizen op deze wijze tot in het gebied van positieven roosterstroom worden gestuurd, brengt dit met zich, dat de roosters stroom opnemen en wordt voor de sturing van den eindtrap een zeker vermogen vereischt. Hiertoe wordt de eindtrap klasse B dan voorafgegaan door een **stuurbuis**, die een bepaald vermogen kan leveren. Deze buis wordt, ter verkrijging van een juiste aanpassing, door een neertransformeerenden transformator, voorzien van middenaftakking, met den eindtrap klasse B gekoppeld. Doordat de roosterstroom bij het overschrijden van het beginpunt van roosterstroom steeds vrij plotseling begint te vloeien, ontstaan over de impedantie van den transformator spanningsstooten, die een zeer onaangename vervorming ten gevolge hebben. Ter beperking van deze spanningsstooten moet de impedantie tusschen de secundaire klemmen van den transformator zoo laag mogelijk worden gehouden. Hiertoe kiest men een stuurbuis met een zoo laag mogelijken inwendigen weerstand en een transformator, die neertransformeert en een zeer gering strooiveld heeft. Verder worden de beide secundaire transformatorwikkelingen nog door dempweerstanden en condensatoren overbrugd, waardoor de zeer hooge harmonischen worden afgeleid.

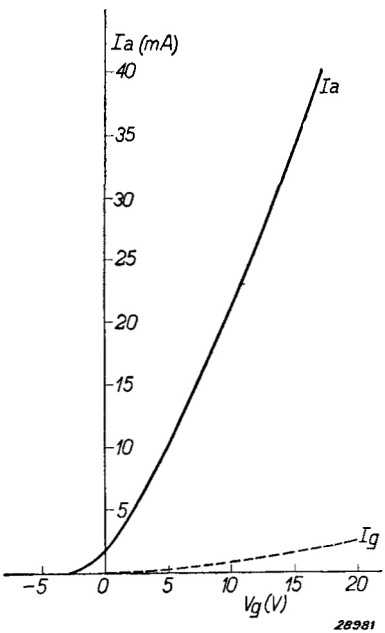


Fig. 190
I_a/V_g karakteristiek van een triodegedeelte der dubbele eindtriode KDD 1 voor eindversterking klasse B met roosterstroom. De roosterstroomkarakteristiek wordt door een stippellijn weergegeven.

Bij toepassing van het principe der versterking klasse B met roosterstroom kan men trioden met een zeer hoogen versterkingsfactor gebruiken. Een dergelijke triode heeft dan bij een roosterspanning gelijk aan 0 V een zeer lagen anodestroom, zoodat dit punt van de karakteristiek reeds als het afknijppunt van den anodestroom voor de instelling B kan worden beschouwd. Hierdoor kan de batterij voor de negatieve roosterspanning komen te vervallen. Een voorbeeld van een dergelijke eindbuis

is de dubbele triode KDD 1 voor batterijtoestellen. De karakteristiek van één triodegedeelte van deze buis wordt in fig. 190 gegeven. Eindtrappen klasse B met roosterstroom worden vrijwel uitsluitend bij batterijtoestellen toegepast, daar hierbij een hoog rendement van den eindtrap een eerste vereischte is en verder de eigenschap van den eindtrap klasse B, dat de anodestroom ervan ongeveer evenredig met het roostersignaal toe- en afneemt, van belang is. Hierdoor wordt de anodebatterij gespaard, daar de buis slechts af en toe volledig wordt gestuurd en het gemiddelde verbruik van de anodebatterij dus aanzienlijk lager is.

Bij den versterker klasse A is het verbruik van de anodebatterij vrijwel onafhankelijk van het roostersignaal, zoodat deze eindtrap voor batterijtoestellen minder economisch is. Opgemerkt dient te worden, dat een eindtrap klasse B met roosterstroom, ten gevolge van de stroomopname van den stuurtrap, niet zoo economisch is als men, oppervlakkig beschouwd, zou aannemen. Twee penthoden in klasse B zonder roosterstroom zouden met eenzelfde rendement en even economisch werken, terwijl de vervorming door het optreden van roosterstroom wordt vermeden. Verder is de gevoeligheid grooter, vooral door de mogelijkheid transformatoren toe te passen, die optransformeeren, zoodat deze oplossing bij de moderne ontwikkeling van eindbuizen voor batterijtoestellen de voorkeur heeft gevonden (vgl. de Philips dubbele eindpenthode DLL 21).

Voor wisselstroomtoestellen heeft de eindtrap klasse B het nadeel, dat een vaste negatieve roosterspanning wordt vereischt; deze kan door den sterk schommelenden anodestroom alleen ten koste van extra voorzieningen worden verkregen. Door den schommelenden anodestroom is het verder noodzakelijk, den inwendigen weerstand van den gelijkrichter laag te houden, ten einde een te sterke verandering van de anodespanning bij veranderenden anodestroom te vermijden. In versterkers voor groote vermogens past men daarom

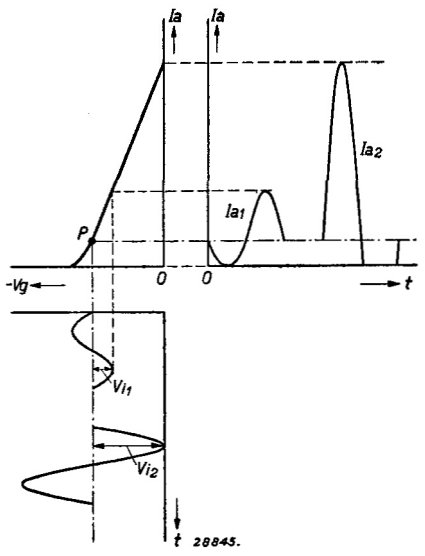


Fig. 191
Instelling van het werkpunt P voor versterking klasse AB. Bij een zwak signaal (bijv. $V_{i\,1}$) zal gedurende de geheele roosterwisselspanningsperiode nog stroom vloeien, terwijl dit bij een sterk signaal slechts gedurende een gedeelte van de wisselstroomperiode het geval zal zijn. Dit gedeelte van de periode is echter grooter dan 180°.

veelal met gas gevulde gelijkrichtbuizen toe, waarvan de inwendige weerstand zeer laag is.

§ 11. Instelling klasse AB

Indien men het werkpunt van een versterkingsbuis zoodanig kiest, dat de anodestroom bij kleine signalen wèl gedurende de geheele roosterwisselspanningsperiode vloeit, maar bij groote signalen gedurende een gedeelte van de periode gelijk aan nul is, spreekt men van een instelling klasse AB. Uit deze definitie volgt, dat de anodestroom bij groote signalen gedurende minder dan de helft van de roosterwisselspanningsperiode gelijk is aan nul (zie fig. 191). Bij eindversterkers moeten uiteraard weer twee buizen in balans worden toegepast, ten einde de vervorming op te heffen, die anders bij het wegvallen van anodestroomtoppen zou optreden.

De versterking klasse B heeft het nadeel van een aanzienlijk percentage vervorming bij kleine signalen. Deze vervorming kan worden vermeden door toepassing van de instelling klasse AB, in welk geval de buizen bij kleine signalen immers in klasse A werken. De instelling klasse AB biedt verder het voordeel. dat de anodestroomvariatie bij het veranderen van de sturing kleiner is dan bij de instelling klasse B, zoodat ook aan den gelijkrichter minder zware eischen behoeven te worden gesteld. Verder biedt deze schakeling nog de mogelijkheid, automatische negatieve roosterspanning toe te passen (zie fig. 192).

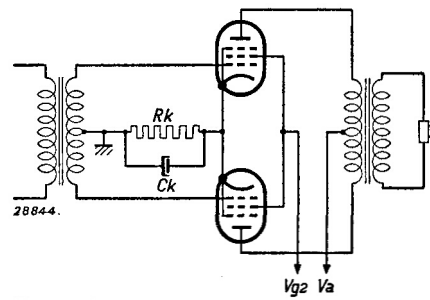


Fig. 192
Principe van de balansschakeling met automatische negatieve roostervoorspanning.

Bij automatische negatieve roosterspanning neemt deze spanning toe, naarmate de anodestroom grooter wordt, zoodat voor de instelling een gemeenschappelijke kathodeweerstand van zoodanige waarde moet worden gezocht, dat bij maximale sturing het maximum te leveren vermogen wordt bereikt.

Anderzijds moet er nog op worden gelet, dat de maximale anodedissipatie niet wordt overschreden en dat de vervorming bij maximale sturing niet te groot is. (Bij het maximale signaal moet het werkpunt nog op de karakteristiek liggen, d.w.z. dat de anodestroom, die met het werkpunt overeenkomt, nog net gelijk aan nul mag zijn.)

Het maximale te leveren vermogen is bij instelling klasse AB doorgaans niet zoo groot als bij instelling klasse B zonder roosterstroom, daar men

in het eerste geval rekening moet houden met de omstandigheid, dat de maximale anodedissipatie bij afwezigheid van een signaal niet wordt overschreden. Doorgaans is het maximale te leveren vermogen echter grooter dan bij twee in balans geschakelde buizen klasse A.

§ 12. Aanpassing van den luidspreker aan klasse B en klasse AB eindtrappen

Voor twee trioden in een eindversterker klasse B gelden de volgende overwegingen voor aanpassing van den luidspreker. Stel het totale aantal primaire windingen van den transformator is n_1 en het aantal secundaire windingen n_2 (zie fig. 193). Daar het werkpunt in principe bij $I_{ao} = 0$ wordt gekozen (ruststroom),

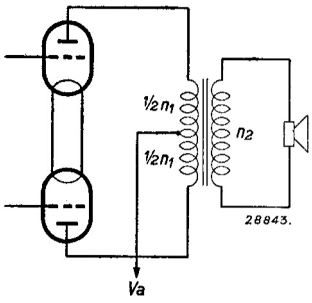


Fig. 193
Twee in balans geschakelde eindtrioden met uitgangstransformator.

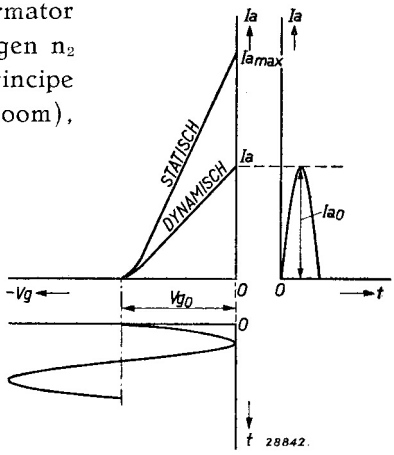


Fig. 194
Statische en dynamische karakteristiek van een eindtriode in schakeling klasse B.

werken de buizen beurtelings een halve periode. Indien men geen roosterstroom toelaat, kan aan elk rooster een amplitude van maximaal V_{go} (zie fig. 194) worden toegelaten.
Het grootste vermogen wordt geleverd indien $R_a = R_i$ (zie Aanhangsel II/7). In dat geval bedraagt de steilheid van de dynamische karakteristiek de helft van die der statische karakteristiek. De amplitude van den anodestroom is dus:

$$I_a = \frac{1}{2} I_{a\,max} = \frac{1}{2} \frac{V_{ao}}{R_i} . \tag{23}$$

De beurtelings werkende takken van de balansschakeling kunnen ook worden beschouwd als een enkelen weerstand R_a met den totalen wisselstroom, waarvan de amplitude gelijk is aan I_a. Het geleverde vermogen is nu:

$$W_{o\,max} = \frac{1}{2} I_a^2 R_a = \frac{1}{8} \frac{V_{ao}^2}{R_i} = \frac{1}{8} V_{ao} I_{a\,max} . \tag{24}$$

Doordat de buizen bij instelling klasse B beurtelings een halve periode niet werken, kan men één helft van de primaire van den uitgangstransformator gedurende deze halve periode buiten beschouwing laten. De eene helft van de primaire wikkeling moet dus de berekende waarde van $R_a = R_i$ hebben, indien de andere helft niet is aangesloten. Zoodoende verkrijgt men:

$$\left(\frac{\frac{1}{2}n_1}{n_2}\right)^2 = \frac{R_i}{R_l} = \frac{V_{ao}}{I_{a\,max}\,R_l}, \tag{25}$$

dus:

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{4\,V_{ao}}{I_{a\,max}\,R_l}}, \tag{26}$$

waarin R_l den weerstand van de spreekspoel van den luidspreker voorstelt. Hieruit volgt tevens, dat, bij instelling klasse B, de anodeïmpedantie aan de totale primaire zijde van den transformator (tusschen de anoden gerekend) gelijk is aan het viervoud van de optimale aanpassingsimpedantie voor elk gedeelte van de buis.

Voor toepassing van de Philips buizen in balanstrappen (klasse A, klasse B of klasse AB) wordt als gunstigste aanpassingsimpedantie steeds de impedantie tusschen de beide anoden opgegeven.

Bij penthoden in klasse B is de anodewisselstroom, ongeacht den belastingsweerstand R_a, gelijk aan $I_{a\,max}$ indien de roosterruimte volledig wordt gestuurd. De spanningsamplitude over R_a mag echter niet grooter worden dan V_{ao} (de anodespanning mag niet negatief worden). Voor de gunstigste aanpassing geldt dus de eisch, dat bij een wisselstroom met een amplitude $I_{a\,max}$ een spanning V_{ao} moet ontstaan, dus $R_a = \frac{V_{ao}}{I_{a\,max}}$ [zie vergel. (18)].

Hieruit kan de transformatieverhouding van den uitgangstransformator als volgt worden berekend:

$$\left(\frac{\frac{1}{2}n_1}{n_2}\right)^2 = \frac{R_a}{R_l} = \frac{V_{ao}}{I_{a\,max}\,R_l} \tag{27}$$

en

$$\frac{n_1}{n_2} = \sqrt{\frac{4\,V_{ao}}{I_{a\,max}\,R_l}}. \tag{28}$$

Voor trioden in balansschakeling klasse B met roosterstroom gelden dezelfde formules.

Gelijkrichting van het H.F. of M.F. signaal

§ 1. De gelijkrichtende werking van de diode

Zooals reeds in hoofdstuk IX werd uiteengezet, wordt de modulatie in de detectorbuis van de draaggolf gescheiden. Ten einde dit te bereiken, moet het gemoduleerde H.F. of M.F. signaal worden gelijkgericht. De hierdoor verkregen gelijkspanning heeft echter geen constante waarde. Door de gelijkrichting worden bijv. de onderste halve perioden van de wisselspanning van het signaal onderdrukt, zoodat in dat geval alleen de bovenste halve perioden overblijven, waarvan de amplituden overeenkomstig de opgedrukte modulatiefrequentie toe- en afnemen (zie fig. 195b). Indien de gelijkrichterschakeling uit een gelijkrichtbuis met een buffer- of reservoircondensator en een lekweerstand bestaat en deze schakelelementen zoodanig zijn gedimensionneerd, dat uitsluitend de hoogfrequente schommelingen en niet de laagfrequente schommelingen van de golfhelften worden afgevlakt, blijft over den weerstand alleen een gelijkspanning staan, die in het rhythme van de modulatiefrequentie schommelt (zie fig. 195c). Indien deze schommelende gelijkspanning aan een koppelelement bestaande uit een weerstand en een condensator (RC keten) wordt toegevoerd (fig. 196), zal de gelijkspanning

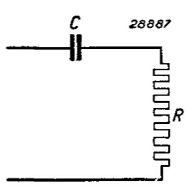


Fig. 196
RC keten.

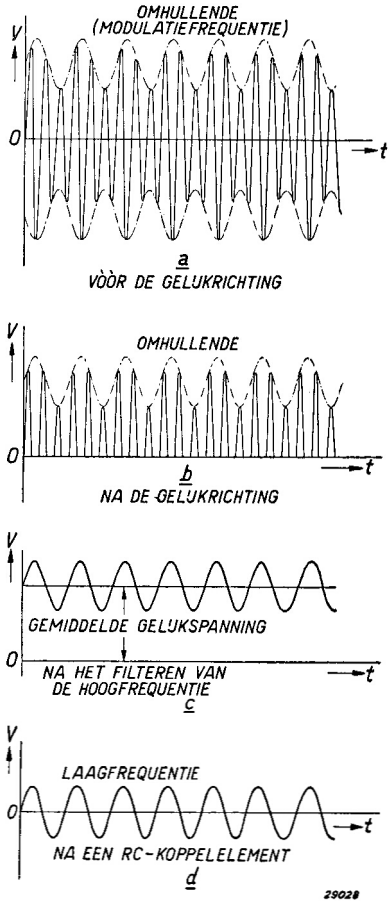


Fig. 195
a) Gemoduleerde draaggolf.
b) Door de gelijkrichtende werking van de detectorbuis worden de negatieve halve golven niet doorgelaten en blijven alleen de positieve halve golven van het signaal over.
c) Door de tijdconstante van den lekweerstand en den condensator voor de detectie, blijft aan den lekweerstand een negatieve gelijkspanning over met een hierop gesuperponeerde laagfrequente modulatie.
d) Achter den blokkeeringscondensator blijft uitsluitend de L.F. modulatie over.

door den condensator C worden geblokkeerd en ontstaat over den weerstand R een laagfrequente wisselspanning van de frequentie waarmee de draaggolf werd gemoduleerd (zie fig. 195d).

Men kan de werking van de afvlakking van de H.F. componenten van het gelijkgerichte H.F. signaal door een condensator met een weerstand parallel eraan — waardoor een gelijkspanning ontstaat, die in het rhythme van de modulatiefrequentie schommelt — als volgt verklaren (zie fig. 197). In fig. 197a wordt door den generator G een sinusvormige wisselspanning opgewekt. Deze generator staat in serie met een ventiel V (de gelijkricht- of detectorbuis), dat den stroom van den generator alleen in de richting van den pijl doorlaat. De generator G in serie met het ventiel V levert tusschen de punten 1 en 2 een pulseerende gelijkspanning op, waarvan het verloop door de getrokken kromme van fig. 197b wordt aangegeven. De inwendige weerstand van G en V in serie wordt daarbij verondersteld in de doorlaatrichting van V zeer klein ten opzichte van R en in de tegengestelde richting oneindig groot te zijn, Indien nu de condensator C parallel geschakeld wordt aan R, zal deze bij een positieven spanningsstoot aan klem 1 worden opgeladen, en zoodra de spanning weer zinkt, ontlaadt hij zich gedeeltelijk over den weerstand R, tot de condensator opnieuw door den volgenden spanningsstoot wordt opgeladen. De spanning aan den condensator volgt dus niet de getrokken lijn van fig. 197b, maar de gestippelde lijn en heeft dus reeds een meer of minder constante waarde. Het is duidelijk, dat de ontlaadstroom door den weerstand kleiner is, naarmate de weerstand een hoogere waarde heeft, zoodat de condensator zich langzamer ontlaadt en de spanning aan den condensator na een bepaalden ontladingstijd minder afgenomen zal zijn. Het zal ook duidelijk zijn, dat een bepaalde ontlaadstroom in een bepaald tijdsverloop minder spanningsval zal veroorzaken bij een grooten dan bij een kleinen condensator. Ten einde een gelijkspanning te ver-

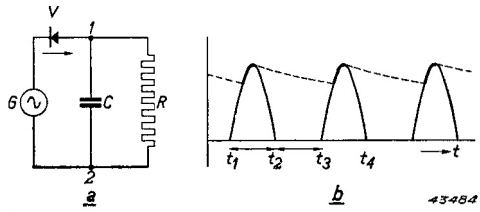


Fig. 197

a) Generator G van een sinusvormige wisselspanning met een lagen inwendigen weerstand. Deze generator staat in serie met een ventiel V (bijv. een gelijkrichtbuis), dat den stroom van den generator alleen in de richting van den pijl doorlaat. Aan de serieschakeling van G en V is een condensator C en een weerstand R parallel geschakeld.

b) *Getrokken lijn:* Pulseerende wisselspanning, die bij afwezigheid van den condensator C door den generator G in serie met het ventiel V tusschen de klemmen 1 en 2 wordt opgewekt, als functie van den tijd.

Stippellijn: Spanningsverloop aan den weerstand R (tusschen de klemmen 1 en 2) wanneer een condensator C parallel geschakeld is aan R.

krijgen, die zoo constant mogelijk verloopt, moet men dus een grooten condensator en een hoogen weerstand kiezen. Deze mogen echter bij de detectie niet zóó groot zijn, dat de veel tragere modulatieschommelingen, die op de gelijkgerichte spanning zijn gesuperponeerd, hierdoor worden beïnvloed.

De spanning aan een condensator, die zich over een weerstand ontlaadt, is een functie van den tijd en hangt, zooals boven werd uiteengezet, af van de capaciteitswaarde C en de weerstandswaarde R. De formule voor de spanning aan den condensator luidt:

$$(1) \qquad V_c = V_{co}\, \varepsilon^{-\frac{t}{RC}}.$$

Hierin is V_{co} de spanning tusschen de condensatorplaten bij het begin van de ontlading, ε de basis der natuurlijke logarithmen ($\varepsilon = 2{,}72\ldots.$), t de tijdsduur in secunden, R de weerstandswaarde in ohm en C de capaciteitswaarde in farad.

Onder RC-tijd van een afvlakfilter, dat uit een weerstand en een condensator bestaat, verstaat men den tijdsduur in secunden, die een spanning aan den condensator noodig heeft, ten einde zich over den weerstand tot op $\frac{1}{2{,}72}$ van haar oorspronkelijke waarde te ontladen. Wanneer namelijk $t = RC$, wordt formule (1): $V_c = V_{co}\, \varepsilon^{-1} = V_{co}/2{,}72$. Deze tijd wordt zeer eenvoudig uit het product van de capaciteitswaarde in farad en de weerstandswaarde in ohm berekend. Zoo zal een condensator van 100 $\mu\mu$F en een weerstand van 1 MΩ een RC-tijd van $100 \times 10^{-12} \times 10^{6} = 10^{-4}$ secunden hebben, d.w.z. dat de spanning aan den condensator na $\frac{1}{10\,000}$ secunde op $\frac{1}{2{,}72}$ van haar oorspronkelijke waarde zal zijn gedaald. Bij een golflengte van 2000 m is de frequentie 150 kHz of 150 000 Hz en de duur van een periode $\frac{1}{150\,000}$ sec, zoodat de spanning aan den condensator in dezen korten tijd bij een dergelijke RC-keten vrijwel constant blijft. Bij kortere golflengten worden de verhoudingen nog gunstiger.

De hoogste modulatiefrequentie, die bij radio-uitzendingen in de practijk voorkomt, bedraagt doorgaans 5000 Hz. De condensator met den lekweerstand moet nu een zoodanigen RC-tijd hebben, dat de ontlading van den condensator niet langzamer is dan het verval van de sinusgolf voor 5000 Hz, wil de spanning aan den lekweerstand de kromme voor 5000 Hz nauwkeurig kunnen volgen. De spanning aan den lekweerstand volgt het verloop van de modulatiekromme nauwkeurig bij een modulatiediepte van 70%, indien de RC-tijd kleiner is dan $^1/_{2\pi}$ keer den

duur van de periode der modulatie. Bij geringere modulatiediepten kan de RC-tijd dienovereenkomstig grooter worden gekozen. Hieruit volgt, dat de hoogste frequentie voor de hierboven beschreven keten met een RC-tijd van 10^{-4} secunden, bij een modulatiediepte van 70%, 1600 Hz bedraagt; in de practijk wordt veelal een condensator van 100 $\mu\mu$F en een lekweerstand van 0,5 MΩ toegepast en komt een modulatiediepte van 70% voor de hooge frequenties nauwelijks voor, zoodat de modulatiefrequenties van 5000 Hz en hooger nog zonder vervorming worden overgebracht.

Bij de gelijkrichting van een signaal wordt gebruik gemaakt van de eigenschap der radiobuis, electronen uitsluitend van de emitteerende kathode naar de anode, maar niet in omgekeerde richting door te laten. Een diode (buis met twee electroden) is voor dit doel dus voldoende. Schakelt men een diode in serie met een weerstand over een trillingskring, zooals in fig. 198 wordt voorgesteld en wordt in dezen kring een wisselspanning met de resonantiefrequentie geïnduceerd, dan zal de diode den stroom alleen in de richting van den pijl doorlaten. Over den serieweerstand

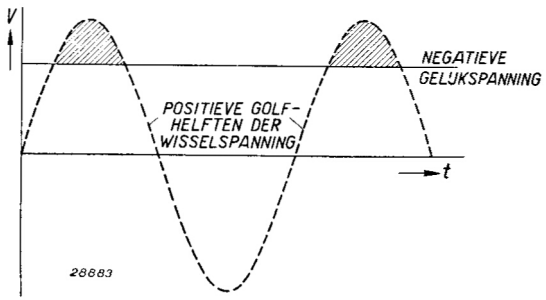


Fig. 201

H.F.wisselspanning en negatieve gelijkspanning aan de anode van de diode als functie van den tijd. Alleen de gearceerde spanningstoppen veroorzaken een stroomdoorgang door de diode.

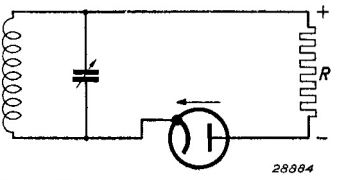


Fig. 198

Aansluiting van een diode, in serie met een weerstand, op een trillingskring.

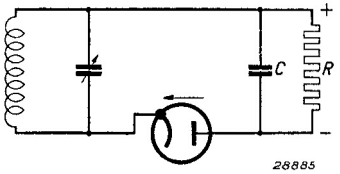


Fig. 199

Aansluiting van een diode, in serie met een weerstand met parallel hieraan een condensator, op een trillingskring.

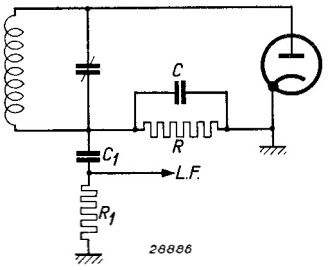


Fig. 200

Schakeling van een diode met lekweerstand en condensator. De L.F.modulatie wordt via een filter, dat uit C_1 en R bestaat, afgenomen.

ontstaat dientengevolge een pulseerende gelijkspanning. Als men nu den weerstand R door een condensator C (zie fig. 199) overbrugt, ontstaat een afvlakketen met een bepaalden RC-tijd en indien deze juist wordt gekozen, zal de

gelijkspanning over R vrijwel constant zijn. Aan de anode van de diode bevindt zich dus een negatieve gelijkspanning en een hoogfrequente wisselspanning (zie fig. 201).

Indien men aanneemt, dat de gelijkspanning aan den condensator constant blijft, zullen uitsluitend de gearceerde spanningstoppen ten gevolge hebben, dat de diode stroom doorlaat; deze veroorzaken dus de gelijkspanning over den lekweerstand. Indien de wisselspanning aan de diode daalt, zullen de spanningstoppen verdwijnen en neemt de stroom door den lekweerstand af, zoodat de gelijkspanning aan den lekweerstand daalt, tot een nieuwe evenwichtstoestand ontstaat. Als de wisselspanning in den trillingskring gemoduleerd is, neemt deze in het rhythme van de modulatiefrequentie toe en af; bij een geschikte keuze van R en C zal de modulatiefrequentie als gelijkspanningsschommeling over R blijven staan. Deze frequentie kan door een RC-keten van den weerstand R worden afgenomen. Tegenwoordig is het gebruikelijk, den weerstand R tusschen de kathode van de diode en den trillingskring te schakelen, zoodat de volledige gelijkrichtschakeling is, zooals door fig. 200 wordt voorgesteld. De negatieve gelijkspanning aan R wordt daarbij door den condensator C_1 geblokkeerd en kan voor bijzondere doeleinden in het toestel worden gebruikt (zie hoofdstuk XXII).

§ 2. Invloed van de stroom-spanningskromme van de diode

De gelijkstroom, waardoor de spanningsval in den lekweerstand wordt opgewekt, vloeit door de diode en hangt af van de aangelegde wisselspanning en de eigenschappen van de diode. De variatie van de H.F. spanning, die door de modulatie wordt veroorzaakt, moet een volkomen identieke variatie van de gelijkspanning over den lekweerstand ten gevolge hebben. Om dit te bereiken moet men evenwel met de eigenschappen van de diode rekening houden. Hierop zal nu nader worden ingegaan.

Men kan den gelijkstroom door de diode als functie van de aangelegde gelijkspanning uitzetten. Een dergelijke kromme, waarbij I_a op logarithmische schaal is uitgezet, wordt in fig. 202 gegeven. Door de detectie ontstaat

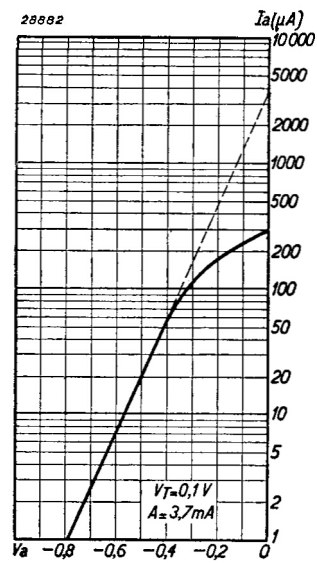


Fig. 202
Stroom door een diode als functie van de aangelegde gelijkspanning.

over den lekweerstand een negatieve gelijkspanning, die dus tevens tusschen de anode en de kathode van de diode komt te staan. Tegelijkertijd staat de toegevoerde H.F. wisselspanning tusschen de anode en de kathode. Ten gevolge van de superpositie van een wisselspanning op een negatieve gelijkspanning, vloeien door de diode periodieke stroomstooten van de anode naar de kathode; men kan de gemiddelde waarde van de door de diode vloeiende stroomstooten meten. Bij groote signalen aan de diode zal de diode zich zoo sterk negatief instellen, dat alleen de toppen van de wisselspanning stroomdoorgang door de diode zullen veroorzaken.

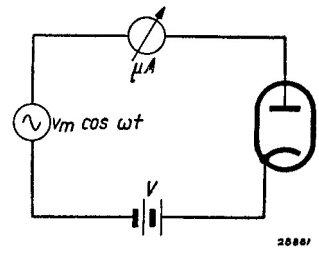


Fig. 203

Schakeling voor het meten van den gelijkstroom door de diode als functie van de gelijkspanning voor een aantal waarden van de tegelijkertijd aangelegde wisselspanning.

Als men nu, volgens de schakeling van fig. 203, den gelijkstroom door de diode als functie van de aangelegde negatieve gelijkspanning voor een aantal waarden van de wisselspanning (V_m = topwaarde van de aangelegde wisselspanning) meet en in den vorm van krommen uitzet, verkrijgt men een krommenschaar volgens fig. 204. Deze krommen geven dus het verband tusschen den gemiddelden diodestroom I, de gelijkspanning V aan de diode en de amplitude van het H.F. signaal V_m.

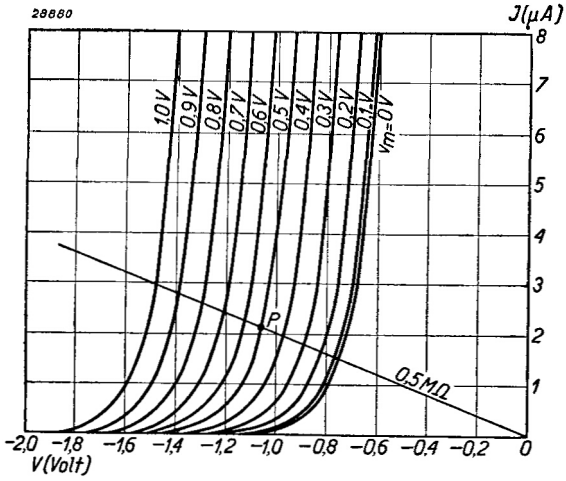


Fig. 204

Krommenschaar, die den gelijkstroom door de diode voorstelt, als functie van de aangelegde negatieve gelijkspanning voor verschillende waarden van de tegelijkertijd aangelegde wisselspanning.

Zooals werd uiteengezet, wordt bij de gelijkrichting de gelijkspanning aan de diode door den spanningsval in den lekweerstand R opgewekt, zoodat, bij verbinding van den lekweerstand met de kathode, de gemiddelde stroom I door de diode aan de volgende vergelijking moet voldoen:

In fig. 204 wordt deze vergelijking voor R = 0,5 MΩ door de rechte lijn O P voorgesteld. Het punt P geeft dus de waarde voor I bij een lekweerstand van 0,5 MΩ en een H.F. amplitude van 0,5 V. Indien nu over de diode een gemoduleerde H.F. wisselspanning staat, zal de spanning V_m in het rhythme van de modulatiefrequentie toe- en afnemen, en de gelijkspanning over den lekweerstand zal dienovereenkomstig schommelen. Over den lekweerstand komt dus een gelijkspanning te staan, waarop de wisselspanning van de modulatiefrequentie is gesuperponeerd.

Indien nu een enkele modulatiefrequentie, bijvoorbeeld van een toon van 500 Hz, aanwezig is en de modulatiediepte 40% bedraagt, zal de spanning tusschen 0,7 V en 0,3 V schommelen, als de amplitude van de ongemoduleerde draaggolf 0,5 V bedraagt. De gelijkspanning over den lekweerstand schommelt dus 500 keer per secunde tusschen het snijpunt van de rechte lijn (0 P) met de kromme voor V_m = 0,7 V en dat met de kromme voor V_m = 0,3 V. Voor een onvervormde weergave van de modulatie van de draaggolf aan den lekweerstand moet de weerstandslijn door de krommen I = f(V) gelijkmatig worden verdeeld. De afstanden van V_m = 0,5 tot 0,6 en van 0,5 tot 0,4 moeten dus volkomen gelijk zijn, evenals de afstanden tusschen V_m = 0,5 tot 0,9 en van 0,5 tot 0,1. Uit de krommen van fig. 204 blijkt, dat voor groote signalen aan dezen eisch wordt voldaan, echter niet voor kleine waarden van V_m, daar de krommen I = f(V) hier dichter bij elkaar liggen en tusschen de toeneming van V_m en die van de gelijkspanning V dus geen lineair verband meer bestaat. Bij kleinere signalen dan 0,03 V neemt

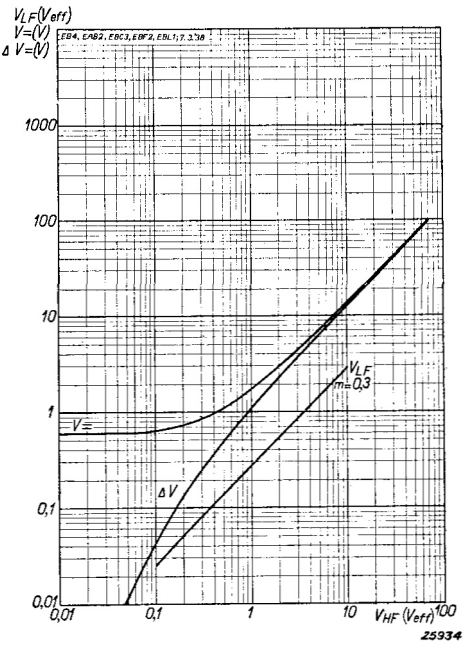


Fig. 205

Gelijkspanning $V_=$ en toeneming ΔV van de gelijkspanning aan de klemmen van den lekweerstand van een diode, als functie van de ongemoduleerde H.F.wisselspanning. L.F.wisselspanning V_{LF} aan de klemmen van den lekweerstand als functie van de tot 30% gemoduleerde H.F.spanning. Deze krommen gelden voor een lekweerstand van 0,5 MΩ.

de gelijkspanning ongeveer evenredig met het kwadraat van de amplitude van de H.F. spanning toe; bij signalen grooter dan 1 V neemt de gelijkspanning recht evenredig met de H.F. wisselspanning toe. Bij waarden, die hier tusschen liggen, neemt de gelijkspanning noch recht evenredig noch met het kwadraat van de amplitude van de H.F. spanning toe. Alleen indien het verband tusschen de amplitude van het H.F. signaal en de gelijkspanning lineair is, zal de modulatie van de draaggolf onvervormd worden weergegeven.

Bij kleine signalen ($<$ 0,03 V) zal de kwadratische detectie ernstige vervorming veroorzaken; bij een modulatiediepte van 80% treedt 20% vervorming door de tweede harmonische op. Terwille van de kwaliteit der weergave is het daarom gewenscht ervoor te zorgen, dat de amplitude zelfs bij zwakke signalen grooter is dan 1 V.

Voor alle Philips dioden worden karakteristieken gepubliceerd, waaruit de toeneming van de gelijkspanning over den lekweerstand ten opzichte van de gelijkspanning zonder signaal, als functie van de effectieve waarde van de H.F. wisselspanning aan de diode voor een lekweerstand van 0,5 MΩ kan worden afgelezen (zie fig. 205). Deze krommen zijn gemeten, maar kunnen ook worden afgeleid van de krommen van fig. 204, door de toeneming van de gelijkspanningswaarden af te lezen, die overeenkomen met de snijpunten van de weerstandslijn voor 0,5 MΩ met de krommen voor V_m. Tevens worden voor dioden krommen gepubliceerd, waardoor de gelijkspanning aan den lekweerstand als functie van de H.F. spanning wordt gegeven. Verder wordt voor elke diode een kromme opgegeven, waaruit de L.F. wisselspanning aan den lekweerstand als functie van de effectieve waarde van de H.F. wisselspanning, die tot 30% gemoduleerd is, kan worden afgelezen. Deze kromme zou ook afgeleid kunnen worden van de kromme voor de toeneming van de gelijkspanning aan den lekweerstand als functie van de H.F. spanning aan de diode.

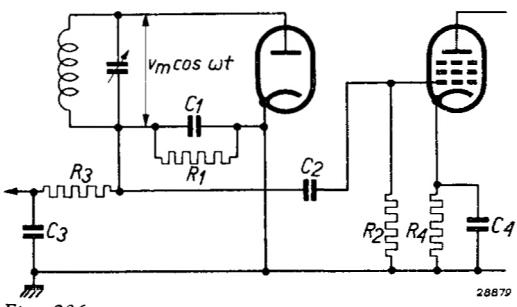


Fig. 206

Schakeling van een diodegelijkrichter met koppelelementen voor de hierop volgende L.F.versterking en voor de automatische volumeregeling.

§ 3. **Invloed van het koppelelement op de detectiewerking**

In het voorafgaande werd ervan uitgegaan, dat de lekweerstand van de diode de eenige weerstand in de diodeketen was. Meestal bevindt

zich echter voor het laagfrequentiegebied parallel aan dezen weerstand de lekweerstand van de versterkingsbuis, die op de diode volgt (zie fig. 206) en soms ook de afvlakweerstand van de automatische volumeregeling (zie hoofdstuk XXII). Deze weerstanden zijn weliswaar door condensatoren voor gelijkstroom geblokkeerd, maar daar deze condensatoren de lage frequenties moeten doorlaten, respectievelijk voor een goede afvlakking zoo groot moeten worden gekozen, dat de impedantie voor lage frequenties klein is, wordt de weerstand voor de laagfrequente schommelingen aan den lekweerstand hierdoor veranderd. Den L.F. weerstand berekent men uit de parallelschakeling van den diodelekweerstand, den roosterlekweerstand van de volgende buis en den eventueelen afvlakweerstand voor de automatische volumeregeling. Deze omstandigheid kan bij een groote modulatiediepte van de draaggolf tot aanzienlijke vervorming aanleiding geven. Dit zal men inzien bij beschouwing van fig. 207, waarin de krommen $I = f(V)$ weer met V_m als parameter zijn uitgezet.

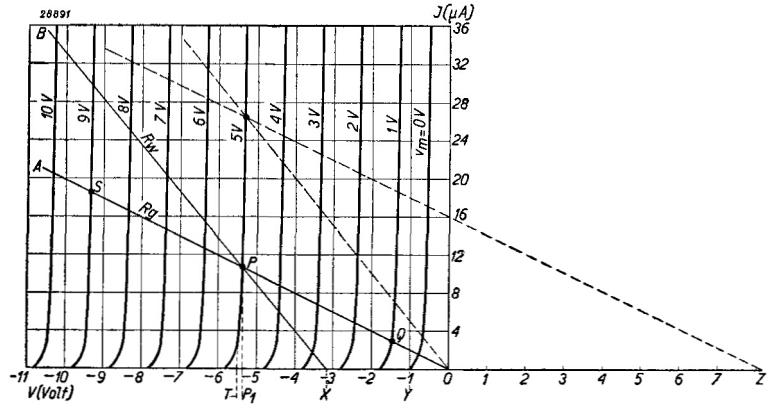


Fig. 207

Krommenschaar $I = f(V)$ van een diode met V_m als parameter. De lijn OA stelt den diodeweerstand voor, die tegelijkertijd den gelijkstroomweerstand van de schakeling vormt. De lijn XB komt overeen met den wisselstroomweerstand. Zoodra de L.F.amplitude grooter wordt dan PX, treedt ernstige vervorming op, doordat de modulatietoppen niet worden weergegeven. Deze figuur geldt voor lineaire gelijkrichting.

De lijn OA stelt hier de stroom-spanningskarakteristiek voor van den gelijkstroomweerstand R_g der diodeschakeling, dus van den lekweerstand van 0,5 MΩ. Als de spanning van de draaggolf van het H.F. signaal bijv. 5 V bedraagt, stelt de negatieve gelijkspanning aan den lekweerstand zich op het punt P in. Indien de L.F. belasting nu door den lekweerstand R_g wordt gevormd, volgen de modulatieschommelingen deze lijn; zoo zal het punt, dat het verband aangeeft tusschen de

negatieve gelijkspanning V, de hoogfrequentwisselspanning V_m en den gelijkstroom I bij een modulatiediepte van 80%, tusschen de punten S en Q van de lijn R_g slingeren en, daar de lijnen voor constante sprongen van V_m de belastingslijn hier in gelijke stukken verdeelen, zal de L.F. wisselspanning bij een sinusvormige modulatie eveneens sinusvormig zijn. Als de wisselstroomweerstand echter van R_g afwijkt en bijvoorbeeld gelijk is aan R_w, zal het punt, dat het verband aangeeft tusschen den gelijkstroom I, de negatieve gelijkspanning V en de hoogfrequentwisselspanning V_m, zich langs de lijn R_w verplaatsen. Bij een bepaalde modulatiediepte schommelt het „werkpunt" tot het punt X, en het zal duidelijk zijn, dat bij een grootere modulatiediepte ernstige vervorming optreedt, daar de toppen van de sinusvormige modulatiekromme niet meer aan den lekweerstand worden weergegeven (zie fig. 208). De modulatiediepte, die mag worden toegepast, zonder dat vervorming ten gevolge van het afsnijden van de toppen van de sinusvormige modulatiekromme optreedt, is ongeveer gelijk aan:

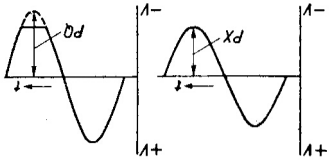


Fig. 208
Vervorming ten gevolge van het afsnijden der modulatietoppen.

$$m_{max} = \frac{R_w}{R_g}.$$

Als R_w van R_g afwijkt, kan het afsnijden van de modulatietoppen, zooals uit fig. 207 blijkt, worden vermeden, door aan den lekweerstand een voorspanning te leggen, die ten opzichte van de kathode positief is (OZ in fig. 207).

De toelaatbare modulatiediepte is voor kleine signalen grooter en kan gelijk zijn aan 1. Uit fig. 209, die voor kleine signalen geldt, blijkt, dat nog geen vervorming door het wegblijven van de modulatietoppen optreedt. Bij kleine signalen treedt echter de reeds uiteengezette vervorming

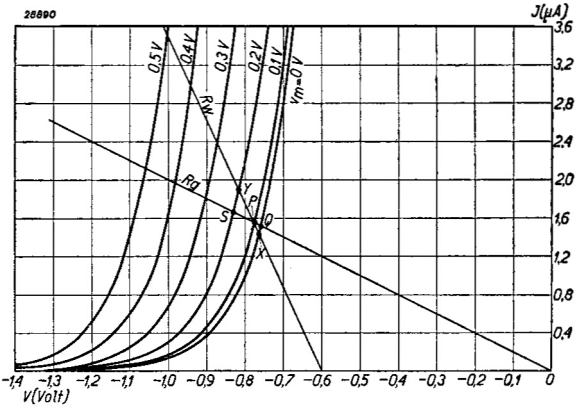


Fig. 209
Gelijkstroomweerstand en wisselstroomweerstand bij kwadratische detectie. Bij een groote modulatiediepte worden de modulatietoppen niet afgesneden.

door niet lineaire gelijkrichting op. Diodedetectie is dus alleen vrij van vervorming, als de amplitude van de draaggolf groot genoeg is en de L.F. wisselstroombelasting van de diode bovendien weinig van den lekweerstand R afwijkt.

§ 4. De door den diodedetector veroorzaakte demping

a) Het ontstaan van de demping

De demping van een trillingskring neemt toe, als parallel hieraan een weerstand wordt geschakeld (zie hoofdstuk XXIV, § 1). Indien parallel aan den kring een diode met lekweerstand en afvlakcondensator ligt (zie fig. 210), zal, ten gevolge van de voortdurende ontlading van den condensator C over den lekweerstand R, een gelijkstroom I_g door den lekweerstand vloeien. Door den lekweerstand wordt dus een vermogen $W = I_g^2 \times R$ opgenomen; dit vermogen moet door den trillingskring worden geleverd. Dit beteekent, dat de demping van dezen kring hierdoor wordt vergroot.

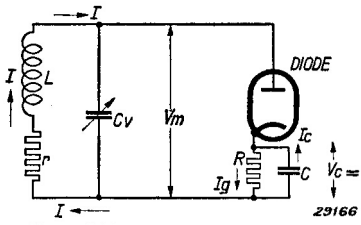


Fig. 210
Schakeling van een diodedetector parallel aan den voorafgaanden trillingskring.

b) Vervangingsweerstand voor de gelijkrichtschakeling

De demping, die door de gelijkrichtschakeling wordt veroorzaakt, kan worden voorgesteld door een weerstand R_d, dien men den vervangingsweerstand van de diodeschakeling noemt. Het blijkt nu, dat de vervangingsweerstand R_d voor verschillende waarden van de wisselspanning verschillende waarden aanneemt.

α) Demping bij groote signalen

Volgens § 2 is de detectie lineair bij H.F. amplituden, die grooter zijn dan 1 V. In dat geval krijgt de anode van de diode een zoodanige negatieve voorspanning, dat slechts gedurende een zeer klein gedeelte van de wisselspanningsperiode stroom door de diode vloeit. Zooals wiskundig en door metingen kan worden aangetoond, vindt men voor dergelijke signalen een dempingsweerstand:

$$R_d = \tfrac{1}{2} R \frac{V_m}{V_{c=}},$$

waarin R den lekweerstand, V_m de amplitude van de wisselspanning aan de diode en $V_{c=}$ de gelijkspanning aan den afvlakcondensator of lekweerstand voorstelt. Bij zeer groote signalen ($V_m > 10$ V) bena-

dert het quotiënt $\frac{V_m}{V_{c=}}$ de waarde 1, zoodat in dat geval $R_d = \frac{1}{2}R$ wordt. Hieruit volgt, dat men een lekweerstand met een hooge waarde moet toepassen, ten einde de demping zoo gering mogelijk te houden. Een practische waarde is 0,5 MΩ. Indien men dezen weerstand te groot kiest, brengt dit het bezwaar met zich, dat, ten gevolge van de beperkte waarde van den roosterlekweerstand van de volgende versterkingsbuis, bij groote modulatiediepten, door het afsnijden van de modulatietoppen vervorming ontstaat (zie § 3).

β) Demping bij kleine signalen

Bij kleine signalen (amplitude < 0,1 V) is de negatieve gelijkspanning, die over den lekweerstand ontstaat, zoo laag, dat de diode gedurende de geheele wisselspanningsperiode stroom doorlaat. Zooals in hoofdstuk IV, § 5 werd uiteengezet, zal, ten gevolge van de uittreesnelheid van de electronen uit de kathode, bij een lage negatieve spanning aan de anode stroom vloeien (aanloopstroom). Uit de anodestroom-anodespanningskromme van fig. 202 blijkt, dat deze stroom bij een negatieve spanning van 0,7 V een waarde van 2,5 μA heeft. Deze kromme is in fig. 211 opnieuw uitgezet en wel op lineaire schaal. In deze figuur is de weerstandslijn voor R = MΩ eveneens geteekend. Het snijpunt van de weerstandslijn met de anodestroom-anodespanningskromme ligt bij V_d = —0,74 V, zoodat de diode volgens deze figuur zich bij afwezigheid

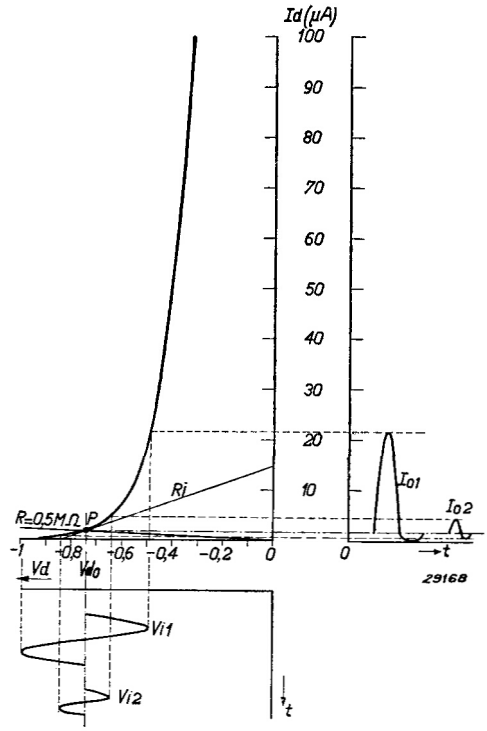


Fig. 211

Stroom I_d door de diode, als functie van de aangelegde gelijkspanning V_d. Tevens is de lijn geteekend, waardoor de lekweerstand R = 0,5 MΩ wordt voorgesteld. Bij kleine wisselspanningen vloeit gedurende de geheele periode stroom door de diode (zie I_{o1} en I_{o2}). De wisselstroomweerstand van de diode is dan bij benadering gelijk aan den inwendigen weerstand R_i.

van een signaal op deze spanning instelt. Bij kleine signalen, zooals door V_{12} worden voorgesteld, vloeit gedurende de geheele periode stroom, ook indien men in aanmerking neemt, dat het punt P ten gevolge van den door de gelijkrichtwerking ontstaanden gelijkstroom iets verder naar links wordt verschoven. Ten gevolge van de omstandigheid, dat gedurende de geheele wisselspanningsperiode stroom vloeit, wordt de demping van de gelijkrichtschakeling op den trillingskring bij kleine signalen door den wisselstroomweerstand R_i van de diode bepaald (de lekweerstand is voor wisselspanning door den condensator C overbrugd).

Den wisselstroomweerstand R_i kan men bij benadering bepalen, door in het punt P de raaklijn aan de kromme te trekken. Uit de figuur blijkt op deze wijze, dat de wisselstroomweerstand 55 000 Ω bedraagt, terwijl bij meting aan een normale diode een waarde van 70 000 Ω wordt gevonden (zie ook fig. 212).

Fig. 212 geeft den dempingsweerstand als functie van de H.F. spanning aan de diode bij een lekweerstand van 0,5 MΩ. Tevens geeft de streeppuntlijn den dempingsweerstand als functie van de H.F. spanning aan voor het geval, dat aan de anode van de diode een positieve voorspanning van 1,3 V wordt gelegd. (Een positieve voorspanning kan worden toegepast, ten einde te vermijden, dat de modulatietoppen bij ongelijke wissel- en gelijkstroomweerstanden worden afgesneden (zie § 3).

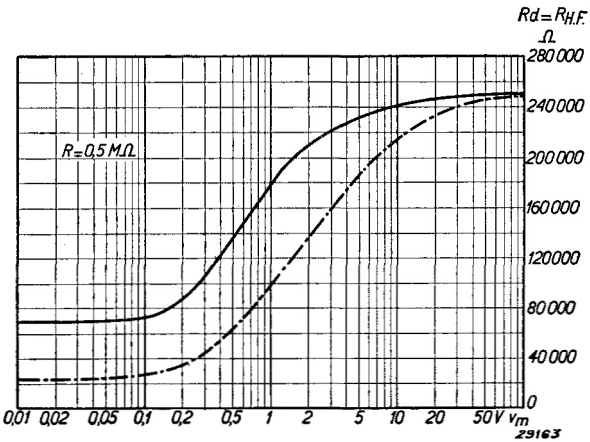


Fig. 212

Getrokken lijn: H F.weerstand of demping van een diodedetector als functie van de signaalspanning.
Streep-puntlijn: H.F.weerstand als functie van de signaalspanning, indien de lekweerstand op + 1,3 V wordt aangesloten.

Uit deze figuur blijkt, dat de dempingsweerstand zonder voorspanning bij kleine signalen 70 000 Ω en bij groote signalen $\frac{1}{2} \times 0{,}5 = 0{,}25$ MΩ bedraagt. Ten einde de demping zoo gering mogelijk te houden, verdient het dus aanbeveling met groote signalen aan de diode te werken (dit is ook wenschelijk in verband met de vervorming). Verder blijkt uit deze figuur, dat een diode, waaraan een positieve voorspanning wordt gelegd, bij kleine signalen een veel sterkere demping geeft.

c) **Demping, indien de lekweerstand parallel aan den kring ligt.**

Vaak wordt ook de in fig. 213 voorgestelde gelijkrichtschakeling toegepast.

Deze schakeling wordt bijvoorbeeld gebruikt als één zijde van den trillingskring aan aarde ligt. Tevens wordt de schakeling toegepast bij gelijkrichters voor uitgestelde automatische volumeregeling. De dempingsweerstand van den gelijkrichter alleen bedraagt in dat geval bij groote signalen $\frac{R}{2}$. Bovendien bevindt zich dan nog de lekweerstand R parallel aan den kring (zie fig. 214), zoodat de resulteerende demping gelijk wordt aan

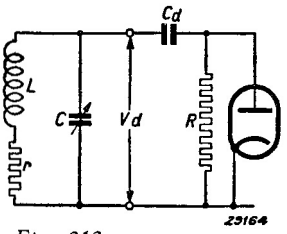


Fig. 213
Principieele schakeling van een diodedetector, die achter een met aarde verbonden trillingskring is geschakeld.

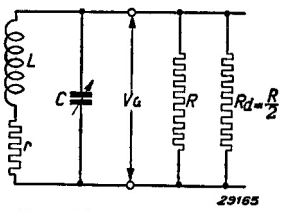


Fig. 214
Vervangingsschakeling van een diodedetector, die achter een geaarden trillingskring is geschakeld. De totale dempingsweerstand wordt door R en R_d tezamen gevormd.

$$R_{res} = \frac{\frac{R}{2} \cdot R}{\frac{R}{2} + R} = \frac{1}{3} R.$$

Bij kleine signalen is R doorgaans aanmerkelijk grooter dan de wisselstroomweerstand van de diode, zoodat in de practijk bij berekeningen deze wisselstroomweerstand kan worden aangenomen.

HOOFDSTUK XVIII

Netspanningsgelijkrichters

§ 1. Inleiding

Meestal staat voor het voeden van de buizen in het ontvangtoestel alleen de wisselspanning van het lichtnet ter beschikking. Het voeden met wisselspanning biedt het voordeel, dat de spanning met behulp van transformatoren gemakkelijk op de gewenschte waarde kan worden op- of neergetransformeerd. De electroden van de radiobuizen moeten echter met gelijkstroom worden gevoed. Ten einde de ter beschikking staande wisselspanning in gelijkspanning om te zetten, wordt gebruik gemaakt van de reeds in het vorige hoofdstuk besproken gelijkrichtwerking van dioden.

Doordat het vermogen, noodig voor het voeden van de radiobuizen, aanmerkelijk grooter is dan het vermogen, dat bij de gelijkrichting van het H.F. of M.F. signaal aan den lekweerstand wordt afgegeven, moeten voor de gelijkrichting van de netspanning buizen worden toegepast, die een aanmerkelijk grooteren stroom kunnen doorlaten. Deze buizen noemt men gelijkrichtbuizen.

Hoewel het in principe mogelijk is, gelijkrichtbuizen toe te passen, die met gas zijn gevuld, waardoor het verlies aan vermogen in de buis kleiner wordt gehouden, past men in ontvangtoestellen doorgaans hoogvacuumbuizen toe, daar met gas gevulde gelijkrichtbuizen aanleiding geven tot hoogfrequente storingen.

§ 2. Enkelfasige gelijkrichtbuizen

De schakeling van een netspanningsgelijkrichter is in feite gelijk aan die van een gelijkrichter voor H.F. of M.F. signalen. Fig. 215 geeft een principieele schakeling van een enkelfasige gelijkrichtbuis. De wisselspanning van het net wordt door den transformator op een zoodanige waarde getransformeerd, dat na de gelijkrichting de gewenschte gelijkspanning wordt verkregen. De condensator C dient als reservoir. Indien deze condensator niet aanwezig zou zijn, zou de geleverde stroom door den weerstand R pulseerend zijn. De positieve halve

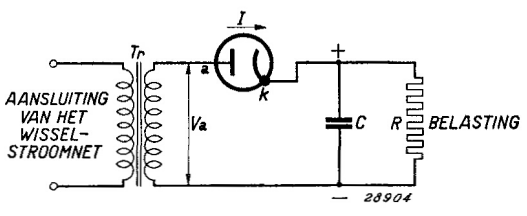


Fig. 215
Principieele schakeling van een enkelfasige gelijkrichtbuis.

golven van de wisselspanning tusschen anode en kathode veroorzaken een stroomdoorgang door de buis, en wel in de richting van den pijl, van de anode naar de kathode; door de negatieve halve golven wordt geen stroomdoorgang veroorzaakt. Zonder condensator zou door den belastingsweerstand dan geen stroom vloeien.

De condensator, die als reservoir werkt, wordt tijdens de positieve halve golven opgeladen en continu via den belastingsweerstand ontladen, zoodat de stroomtoevoer aan dezen weerstand niet wordt onderbroken. In het vorige hoofdstuk werd reeds uiteengezet, dat de spanning aan den condensator niet constant blijft. Deze spanning daalt tijdens de ontlading, tot de condensator bij den volgenden positieven spanningsstoot weer wordt opgeladen en de spanning aan den condensator weer oploopt.

De condensatorspanning schommelt dus tusschen twee grenswaarden; over den condensator staat een gelijkspanning met een gesuperponeerde wisselspanning, waarvan de vorm (spanning als functie van den tijd) niet sinusvormig is. Men noemt deze gesuperponeerde wisselspanning, die den vorm heeft van een reeks zaagtanden, **rimpel** van de gelijkgerichte spanning. In het vorige hoofdstuk werd eveneens vermeld, dat de schommelingen van de gelijkspanning kleiner zijn, naarmate de weerstand R grooter is. Een groote weerstand R komt overeen met een lagen stroom, zoodat omgekeerd de rimpel bij een grooteren stroom groot zal zijn. Bij een grooteren condensator zal de rimpel eveneens kleiner zijn. Bij de schakeling volgens fig. 215 is de frequentie van de rimpelspanning gelijk aan die van de netspanning. Tijdens de positieve halve golven loopt de spanning op, tijdens de negatieve halve golven daalt zij.

Uit de hierboven gegeven beschouwingen kan worden opgemaakt, dat de rimpelspanning uitsluitend van de capaciteit van den condensator en van den geleverden stroom afhankelijk is en niet van de spanning aan den condensator. Tusschen anode en kathode van de gelijkrichtbuis zijn nu drie spanningen aanwezig, en wel:

1) de wisselspanning V_{tr}, die door den transformator wordt geleverd en de kathode via den condensator C bereikt;
2) de negatieve gelijkspanning, die de anode via de transformatorwikkeling bereikt;
3) de rimpelspanning.

Tijdens de negatieve halve golven van de transformatorspanning worden de gelijkspanning en de negatieve spanning opgeteld en bevindt zich dus een hooge negatieve spanning tusschen anode en kathode; deze spanning is het grootst, als de negatieve halve golven hun topwaarde bereiken. Op deze maximale spanning heeft de rimpelspanning

geen grooten invloed. Bij deze topspanning mag geen doorslag optreden en de isolatie in den gelijkrichter en de afstand tusschen kathode en anode moeten hierop dus zijn berekend.

Tijdens de positieve halve golven compenseeren de negatieve gelijkspanning en de positieve topspanning elkaar min of meer en is de spanning tusschen anode en kathode slechts zeer laag. Dit wordt grafisch door fig. 216 geïllustreerd. Gedurende de tusschenpoozen $t_2 - t_1$, $t_4 - t_3$, enz. wordt de condensator opgeladen, en de spanning van de negatieve condensatorplaat ten opzichte van de kathode loopt dientengevolge op. Tijdens de tusschenpoozen $t_3 - t_2$, $t_5 - t_4$, enz. neemt de condensatorspanning af. Uit deze figuur blijkt duidelijk, dat tusschen de anode en de kathode slechts lage positieve spanningen en hooge negatieve spanningen voorkomen. Uit fig. 216 blijkt, dat de tusschenpoozen $t_2 - t_1$, waarin de condensator wordt opgeladen, veel korter zijn dan de tusschenpoozen $t_3 - t_2$, waarin de buffercondensator over den belastingsweerstand wordt ontladen. Tijdens het opladen moet aan den condensator een lading worden toegevoerd, die gelijk is aan de ontlading. Daar electrische stroomsterkte een verplaatsing van lading door een geleider per tijdseenheid beteekent, volgt hieruit, dat tijdens de lading van den condensator aanmerkelijk grootere stroomsterkten optreden dan tijdens de ontlading.

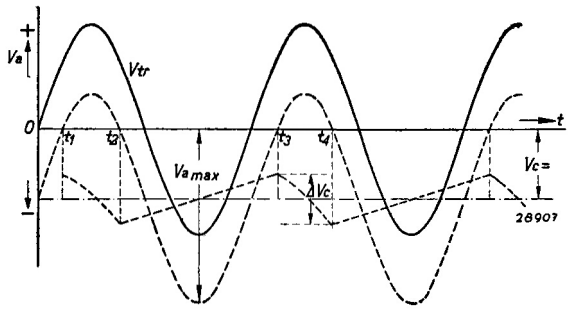


Fig. 216

Getrokken lijn: De transformatorspanning, die aan de anode van de gelijkrichtbuis wordt gelegd, als functie van den tijd.

Streep-puntlijn: De aan de anode liggende gemiddelde negatieve gelijkspanning van den buffercondensator.

Stippellijnen: De resulteerende wisselspanning aan de anode van de gelijkrichtbuis en de rimpel van de gelijkspanning aan den buffercondensator.

De gemiddelde waarde van den laadstroom is een factor gelijk aan de verhouding van de tusschenpoozen $\frac{t_3 - t_2}{t_2 - t_1}$ grooter dan de geleverde gelijkstroom en, daar deze verhouding zeer groot is, moet de gelijkrichtbuis berekend zijn om de hooge waarden van den stroomdoorgang te kunnen leveren, te meer daar de piekwaarde van den stroomdoorgang nog hooger is dan de gemiddelde waarde gedurende het tijdsverloop $t_2 - t_1$. Het verloop van de rimpelspanning is eveneens in fig. 216 aangegeven en de verandering van de condensatorspanning, die hiervan

het gevolg is, is door ΔV_C aangeduid. De piekwaarde van de rimpelspanning is dus gelijk aan $\frac{1}{2}\Delta V_C$. Het geteekende verloop van de rimpelspanningskromme geldt slechts bij benadering.

Daar met de gelijkspanning de rimpelspanning aan de verschillende electroden van de buizen wordt toegevoerd, kan deze, indien zij hooge waarden aanneemt, in den vorm van bromstoringen in den luidspreker optreden. Ten einde dit te voorkomen, past men meestal condensatoren met een groote capaciteit toe, bijvoorbeeld electrolytische condensatoren van 16 of 32 μF. Doorgaans zijn deze hooge capaciteitswaarden nog niet voldoende om den rimpel genoeg af te vlakken en schakelt men achter den reservoircondensator een afvlakketen, die uit een smoorspoel of een weerstand met een condensator bestaat. Voor dezen tweeden condensator neemt men doorgaans weer een electrolytischen condensator.

Fig. 217 toont het schema van een gelijkrichtschakeling met afvlakketen. De smoorspoel heeft een hooge impedantie voor de wisselspanning van den rimpel, terwijl de impedantie van den condensator C_2 hiervoor zeer laag is; deze beide vormen tezamen een spanningsdeeler voor de rimpelspanning aan den condensator C_1, en slechts een klein gedeelte van deze spanning zal den verbruiker R worden toegevoerd.

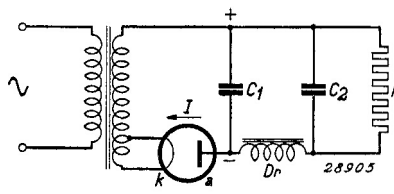


Fig. 217
Gelijkrichtschakeling met een afvlakketen, die uit een smoorspoel (Dr) en een condensator (C_2) bestaat.

De mate van afvlakking van een filter bestaande uit een smoorspoel met zelfinductie L (bij den optredenden gelijkstroom) en capaciteit C_2 bedraagt:

$$(1) \qquad \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\omega^2 L C_2 - 1},$$

waarin V_1 de wisselspanning aan den ingang van het filter en V_2 de wisselspanning aan den uitgang van het filter, dus over den condensator C_2, voorstelt. De afvlakking van dit filter is dus $(\omega^2 L C_2 - 1)$-voudig. Nu is de rimpelspanning aan den reservoircondensator C_1 volgens fig. 216 niet sinusvormig; ze heeft veeleer den vorm van een zaagtand. Deze spanning kan men echter in een sinusvormige grondgolf met hoogere harmonischen ontleden. De harmonischen hebben op zijn minst de dubbele frequentie van de grondgolf en volgens vergelijking (1) wordt dus de 2e harmonische ongeveer viermaal beter afgevlakt dan de grondgolf. Bovendien zullen de amplituden van de harmonischen kleiner zijn dan die van de grondgolf. In de practijk zal men dus hoofdzakelijk met de afvlakking van de grondgolf rekening moeten houden.

In de schakeling van fig. 217 is de kathode van de gelijkrichtbuis met de transformatorwikkeling verbonden en de anode met den eersten afvlakcondensator. Dit heeft het voordeel, dat de gloeistroomwikkeling met de secundaire wikkeling van den transformator kan worden verbonden. Bij enkelfasige gelijkrichtbuizen past men deze schakeling doorgaans toe.
In plaats van de smoorspoel kan men in afvlakfilters ook een weerstand toepassen. Het voordeel van den weerstand is de lage prijs ervan, maar de spanningsval in den weerstand is grooter dan in de smoorspoel, zoodat men, ter verkrijging van een bepaalde gelijkspanning aan den tweeden afvlakcondensator C_2, ervoor moet zorgen, dat de spanning aan den eersten condensator hooger is. De mate van afvlakking van een filter bestaande uit een weerstand R en capaciteit C_2 is:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\sqrt{(\omega R C)^2 + 1}} \cdot \tag{2}$$

De afvlakking van een dergelijk filter is dus $\sqrt{(\omega R C)^2 + 1}$-voudig.
In het voorafgaande werd met den inwendigen weerstand van de gelijkrichtbuis en den transformator nog geen rekening gehouden. In het schema van fig. 218 stelt de weerstand R_t den totalen weerstand voor, die wordt gevormd door den inwendigen weerstand van de gelijkrichtbuis en dien van den transformator. De inwendige weerstand van den transformator wordt niet alleen door den ohmschen weerstand van de secundaire wikkeling, maar ook door dien van de primaire wikkeling bepaald. Weliswaar moet in den inwendigen weerstand ook de spreidingsreactantie van den transformator worden begrepen, maar deze is betrekkelijk laag en wordt meestal verwaarloosd. Voor den inwendigen weerstand van den transformator geldt dus:

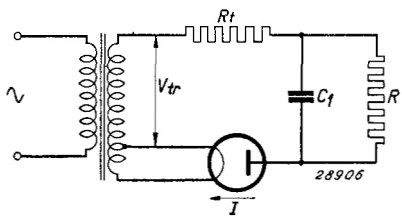


Fig. 218
Gelijkrichtschakeling in serie met een weerstand R_t, die den inwendigen weerstand van den transformator en dien van de buis voorstelt.

$$R_{i(transf.)} = R_{(sec.)} + u^2 R_{(prim.)} , \tag{3}$$

waarin u de verhouding tusschen het aantal windingen van de secundaire en de primaire wikkelingen voorstelt.
Ten gevolge van den spanningsval in dezen inwendigen weerstand zal de gelijkspanning aan den condensator lager zijn dan indien er geen

inwendige weerstand is. Verder wordt de gelijkspanning lager, wanneer de reservoircondensator klein wordt gekozen. Bij het gebruik van normale electrolytische condensatoren is dit effect nog niet merkbaar (wanneer er geen reservoircondensator aanwezig zou zijn, zou de gemiddelde gelijkspanning $1/\pi$ maal de topwaarde van de wisselspanning bedragen). Men kan nu krommen van een gelijkrichtbuis opnemen, die de gelijkspanning aan den eersten afvlakcondensator bij een bepaalde in de secundaire wikkeling van den transformator geïnduceerde wisselspanning voor elken gewenschten stroom aangeven, en wel voor verschillende waarden van den inwendigen weerstand van den transformator $R_s + u^2R_p$, waarin R_s den weerstand van de secundaire wikkeling en R_p dien van de primaire wikkeling voorstelt. Fig. 219 geeft een dergelijke krommenschaar met den inwendigen weerstand van den transformator en de in de secundaire wikkeling geïnduceerde spanning als parameters. Uit deze krommen blijkt, dat, indien geen stroom wordt geleverd, de gelijkspanning aan den reservoircondensator gelijk is aan de topwaarde van de wisselspanning, die in de secundaire wikkeling wordt geïnduceerd.

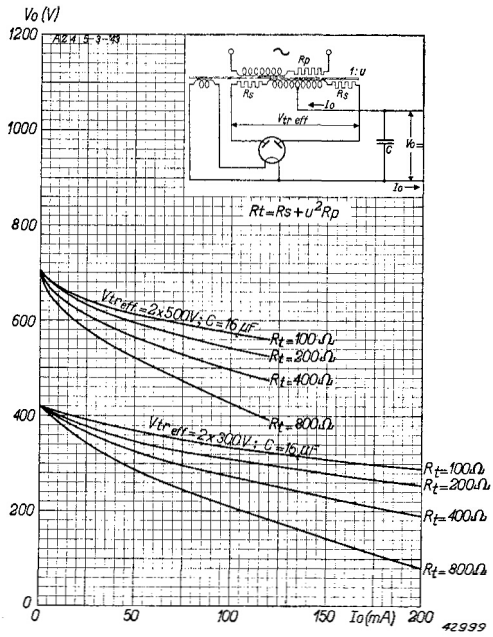


Fig. 219

Gelijkspanning aan den reservoircondensator als functie van den afgenomen stroom van een gelijkrichter voor verschillende nullastspanningen en voor verschillende inwendige weerstanden van den transformator ($R_t = R_s + u^2R_p$).

§ 3. Dubbelfasige gelijkrichtbuizen

In het voorafgaande werden enkelfasige gelijkrichtbuizen beschouwd. Hierin veroorzaken uitsluitend de positieve halve golven van de wisselspanning tusschen anode en kathode een stroomdoorgang. Tijdens de negatieve halve golven is de stroom door de buis geblokkeerd en ontlaadt de condensator zich over den belastingsweerstand. Men kan nu twee enkelfasige gelijkrichters zoodanig schakelen, dat de reservoircondensator door beide halve golven wordt opgeladen, in

welk geval men van een **dubbelfasigen gelijkrichter** spreekt. Een dergelijke schakeling wordt in fig. 220 gegeven. Fig. 221 geeft het verloop van de spanning aan den reservoircondensator als functie van den tijd bij de dubbelfasige gelijkrichtschakeling. Dit verloop kan worden opgebouwd uit het verloop van de krommen van twee enkelfasige gelijkrichters, die onderling 180° in fase zijn verschoven. Uit deze figuur blijkt, dat de rimpel aan den condensator een dubbel zoo hooge frequentie heeft als bij de schakeling voor enkelfasige gelijkrichting. Hierdoor kan de rimpel beter worden afgevlakt dan die van een enkelfasigen gelijkrichter. Bovendien is de rimpel kleiner dan bij enkelfasige gelijkrichting, daar de ontladingstijd van den condensator niet meer zoo groot is; de volgende ladingsimpuls begint aanmerkelijk vroeger dan bij enkelfasige gelijkrichting. Doordat de ontladingstijd per periode aanmerkelijk korter is, zijn de stroomtoppen bij dubbelfasige gelijkrichters tijdens het laden van den reservoircondensator veel kleiner. Aan de kathode van de dubbelfasige gelijkrichtbuis worden dan ook veel lichtere eischen gesteld. Aangezien de dubbelfasige gelijkrichtschakeling belangrijke voordeelen biedt, wordt in moderne ontvangtoestellen vrijwel uitsluitend deze schakeling toegepast. De schakeling voor enkelfasige gelijkrichting wordt af en toe nog toegepast voor het opwekken van de negatieve gelijkspanning van eindbuizen en in gelijkstroom-wisselstroomontvangtoestellen, die zonder nettransformator werken.

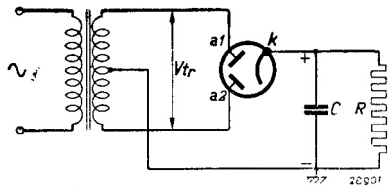


Fig. 220
Principieele schakeling van een dubbelfasigen gelijkrichter.

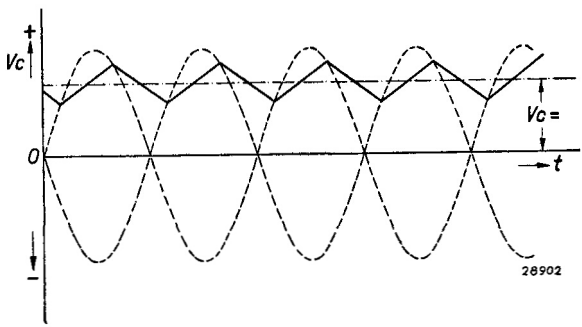


Fig. 221
Getrokken lijn: De rimpelspanning aan den reservoircondensator van een dubbelfasigen gelijkrichter als functie van den tijd.
Streep-puntlijn: Gemiddelde gelijkspanning aan den reservoircondensator als functie van den tijd.
Stippellijnen: Wisselspanningen over de beide deelen van de gelijkrichtbuis als functie van den tijd.

§ 4. Spanningsverdubbeling

Het is dikwijls gewenscht, met een wisselspanning, die ter beschikking staat, een hoogere gelijkspanning te verkrijgen dan op de normale wijze

met een enkel- of dubbelfasige gelijkrichtschakeling mogelijk is. Dit is bijvoorbeeld van belang, indien geen transformator ter verhooging van de wisselspanning aanwezig is en de gelijkrichter rechtstreeks op het wisselstroomnet moet worden aangesloten. In dat geval kan men een schakeling voor spanningsverdubbeling toepassen. De spanningsverdubbeling kan op twee wijzen worden verwezenlijkt. De zoogenaamde schakeling van Greinacher, die het meest bekend is, wordt door fig. 222 voorgesteld. Hierbij worden twee gelijkrichters parallel op de wisselspanningsbron aangesloten en wel zoodanig, dat de anode van den eenen gelijkrichter en de kathode van den anderen met dezelfde pool van het net worden verbonden. Aan den condensator C_1 ontstaat dan

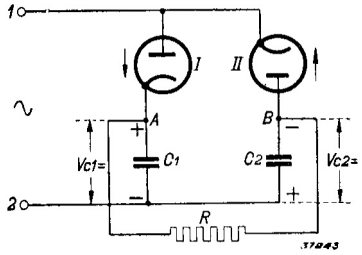


Fig. 222
Principe van de schakeling van Greinacher voor spanningsverdubbeling.

een positieve gelijkspanning en aan den condensator C_2 een spanning, die ten opzichte van de andere pool van het net negatief is. Tusschen de punten A en B liggen de beide in serie geschakelde condensatoren C_1 en C_2, en de gelijkspanningen over deze beide condensatoren worden bij elkaar opgeteld. Tusschen A en B bevindt zich dus een gelijkspanning, die dubbel zoo groot is als de spanning tusschen A en de onderste pool 2 van het net. De belasting R wordt dus tusschen A en B geschakeld. Door het verloop van de spanning aan de beide condensatoren C_1 en C_2 uit te zetten, verkrijgt men de krommen I en II van fig. 223. Daar de kromme II ten opzichte van kromme I 180° in fase is verschoven, zal de resulteerende kromme volgens de onderste zaagtandlijn verloopen; deze laatste werd gecon-

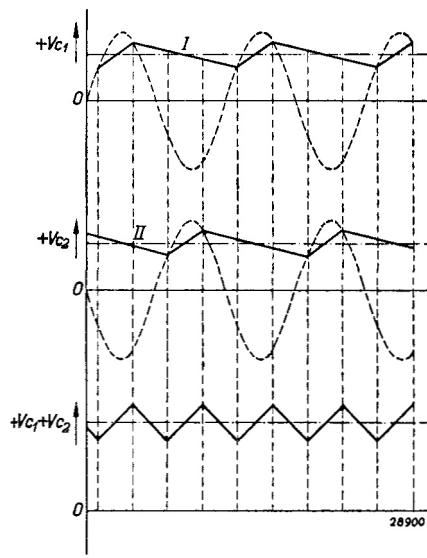


Fig. 223
Boven: Verloop van de gelijkspanning aan den reservoircondensator C_1 van den gelijkrichter I van de schakeling voor spanningsverdubbeling volgens fig. 222.
Midden: Verloop van de gelijkspanning aan den reservoircondensator C_2 van den gelijkrichter II van de schakeling voor spanningsverdubbeling volgens fig. 222.
Onder: Som van de spanningen aan de condensatoren C_1 en C_2. Door de zaagtandlijn wordt het verloop van de rimpelspanning aan den belastingsweerstand voorgesteld.

strueerd door de spanningen over C_1 en C_2 van de krommen I en II op te tellen. Uit deze krommen blijkt, dat de resulteerende rimpel kleiner is dan bij de enkelfasige gelijkrichting. Bovendien kan worden vastgesteld, dat de frequentie van den rimpel dubbel zoo groot is als die van de netfrequentie, dus als bij dubbelfasige gelijkrichting het geval is.

Een andere schakeling voor spanningsverdubbeling wordt in fig. 224 gegeven. De werking van deze schakeling is als volgt: Stelt men zich allereerst een halve wisselstroomperiode voor, waarbij de pool 2 van het net positief is ten opzichte van pool 1, dan wordt de condensator C_1 door den gelijkrichter I tot een spanning V_{C1} opgeladen. Bij de volgende halve periode wordt de pool 1 positief ten opzichte van de pool 2. Deze spanning bereikt, via den condensator C_1, de anode van den gelijkrichter II. Aan de anode hiervan bevindt zich tegelijkertijd de gelijkspanning, die gedurende de vorige halve periode over C_1 werd gevormd, zoodat beide spanningen worden opgeteld. Hierdoor wordt de gelijkspanning aan den condensator C_2 bij benadering dubbel zoo groot en deze kan aan de belasting R worden toegevoerd. In de practijk zal men veelal constateeren, dat de bereikte gelijkspanning bij deze schakeling iets lager is dan bij de schakeling van Greinacher. Door toepassing van een dubbel zoo grooten condensator voor C_1 en C_2 zal men echter vrijwel dezelfde belastingskarakteristiek verkrijgen als bij de schakeling van Greinacher.

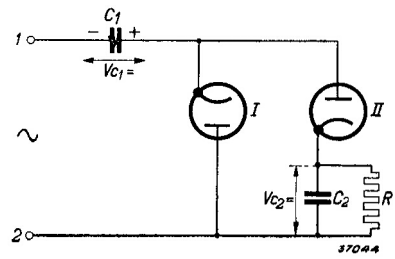


Fig. 224
Een andere schakeling voor spanningsverdubbeling.

De rimpel zal bij deze schakeling voor spanningsverdubbeling dezelfde frequentie hebben als bij een enkelfasigen gelijkrichter het geval is, d.w.z. een frequentie gelijk aan die van het net. De amplitude ervan is grooter dan bij de schakeling van Greinacher, zoodat de afvlakking hierbij beter moet zijn. Als voordeel van deze schakeling wordt vooral het feit beschouwd, dat de verbruiker aan één zijde rechtstreeks met het net is verbonden. Indien deze pool van het net aan aarde ligt, zal ook de verbruiker rechtstreeks aan aarde liggen. Bij de schakeling van Greinacher is dit, zooals uit fig. 222 blijkt, niet het geval.

§ 5. **Berekening van de rimpelspanning**

Zooals uit de figuren 216 en 221 blijkt, verloopt de kromme van de rimpelspanning als functie van den tijd zaagtandvormig. Deze vorm kan worden ontleed in een sinusvormige grondgolf en harmonischen. Deze

laatsten hebben hoogere frequenties en kleinere amplituden dan de grondgolf en worden door de toegepaste afvlakmiddelen aanmerkelijk beter afgevlakt, zoodat, na het afvlakken, slechts weinig van de toch al kleinere amplituden overblijft. Voor het berekenen van de afvlakmiddelen is het van belang, de amplitude van de grondgolf te kennen. Deze kan met behulp van enkele vuistregels gemakkelijk worden bepaald.

a) De effectieve waarde van de grondgolf bedraagt bij een enkelfasigen gelijkrichter ongeveer 4,5 V per mA van den afgenomen gelijkstroom en per μF van den reservoircondensator.
b) Bij een dubbelfasigen gelijkrichter bedraagt de effectieve waarde van de grondgolf ongeveer 1,7 V per mA van den afgenomen gelijkstroom en per μF van den reservoircondensator.
c) Bij de schakeling van Greinacher voor spanningsverdubbeling is de rimpel ongeveer 2/3 van dien van een enkelfasigen gelijkrichter. De rimpel per mA en per μF van den condensator is dus voor de schakeling volgens Greinacher ca. 3 V.
d) Bij de andere schakeling voor spanningsverdubbeling is de rimpel ca. 1½ keer zoo groot als bij de schakeling van Greinacher. Voor deze schakeling voor spanningsverdubbeling is dus de rimpelspanning per mA gelijkstroomafname en per μF capaciteit van den reservoircondensator ca. 4,5 V.

Voorbeelden:

Voor een dubbelfasigen gelijkrichter met een belasting van 60 mA en een reservoircondensator van 16 μF berekent men volgens den bovenstaanden vuistregel, dat de effectieve waarde van de grondgolf van den rimpel ca. $1{,}7 \times \frac{60}{16} = 6{,}4$ V bedraagt.

Voor de schakeling volgens Greinacher voor spanningsverdubbeling wordt bij een afgenomen stroom van 40 mA en condensatoren van 16 μF een grondgolf met een effectieve waarde van ca. $3 \times \frac{40}{16} = 7{,}5$ V gevonden.

§ 6. De gemiddelde, effectieve en maximale stroom in de gelijkrichtschakeling

De gemiddelde stroom, die per anode door de gelijkrichtbuis vloeit, is bij een totalen geleverden gelijkstroom I_g voor een enkelfasigen gelijkrichter eveneens gelijk aan I_g, voor een dubbelfasigen gelijkrichter echter $\frac{1}{2} I_g$.

Het is echter belangrijk ook de topwaarde en de effectieve waarde van den stroom te kennen. De laatste bepaalt bijv. de verwarming van de transformatorwikkeling en dientengevolge de draaddikte hiervan; de eerste is van belang ter bepaling van de oppervlakte van de kathode der gelijkrichtbuis.

In fig. 225 stellen de gearceerde oppervlakken de stroomtoppen voor, waarmede de reservoircondensator van de gelijkrichtschakeling wordt geladen. Het zal duidelijk zijn, dat de topwaarde van de laadstroomstooten I_m ook de maximale waarde van den stroom door de buis is. Wanneer de periodenduur T van de netwisselspanning gelijk aan 2π hoekeenheden wordt gesteld, en de tijd $t_2 - t_1$, gedurende welken een laadstroom vloeit, 2α eenheden bedraagt, vloeit gedurende het $\frac{\alpha}{\pi}$ gedeelte van den periodenduur T stroom door de buis. De in fig. 225 gearceerde stroomstooten zijn afgesneden toppen van een sinuskromme.

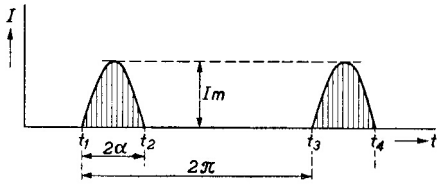


Fig. 225
De laadstroomstooten, die door de gelijkrichtbuis naar den reservoircondensator vloeien, als functie van den tijd.

De vorm van deze stroomstooten kan echter met voldoende nauwkeurigheid worden benaderd door aan te nemen, dat ze halve sinuskrommen voorstellen. Het gearceerde oppervlak van een dergelijken stroomstoot stelt de per periode aan den reservoircondensator toegevoerde lading voor. Wanneer nu I_m de topwaarde van den stroomstoot is, vindt men door integratie, dat de per periode toegevoerde lading gelijk is aan:

$$Q = \frac{2\alpha T}{\pi^2} I_m . \tag{4}$$

Deze ladingstoevoer moet gelijk zijn aan den ladingsafvoer per periode en per fase over den belastingsweerstand. Deze is gelijk aan $\frac{I_g}{n} T$, wanneer n het aantal fasen van den gelijkrichter is (bij een dubbelfasigen gelijkrichter is n gelijk aan 2).

We hebben dus:

$$Q = \frac{2\alpha T}{\pi^2} I_m = \frac{I_g}{n} T \tag{5}$$

of:

$$I_m = \frac{\pi^2}{2\alpha} \frac{I_g}{n} . \tag{6}$$

In de practijk zal α/π meestal gelijk blijken te zijn aan 0,25, zoodat dan voor de topwaarde van den stroomstoot door de gelijkrichtbuis wordt gevonden:

$$(7) \qquad I_m \approx 6 \times \frac{I_g}{n}.$$

Bij een dubbelfasigen gelijkrichter, die 60 mA gelijkstroom levert, d.w.z. per fase 30 mA, zal de stroompiek dus ongeveer $6 \times 30 = 180$ mA bedragen.

De effectieve stroom per fase is de stroom, die gedurende de periode T dezelfde warmte ontwikkelt als een stroomstoot van fig. 225 gedurende den tijd $t_2 - t_1$. Een eenvoudige berekening leert nu, dat de effectieve stroom voor een stroomstoot, die bij benadering den vorm van een halven sinus heeft (zie fig. 225), gelijk is aan:

$$(8) \qquad I_{eff} = I_m \sqrt{\frac{\alpha}{2\pi}}.$$

Drukt men met behulp van vergelijking (6) den effectieven stroom in den afgenomen gelijkstroom I_g uit, dan vindt men:

$$(9) \qquad I_{eff} = \frac{I_g}{n} \frac{\pi^2}{2\alpha} \sqrt{\frac{\alpha}{2\pi}} = \frac{I_g}{n} \sqrt{\frac{\pi^3}{8\alpha}} = \frac{I_g}{n} \sqrt{\frac{3{,}9}{\alpha}}.$$

Neemt men nu weer aan, dat $\frac{\alpha}{\pi}$ voor de meeste gevallen gelijk is aan 0,25, dan vindt men, dat de effectieve stroom per fase bij benadering gelijk is aan 2,2 $\times$ den gelijkstroom per fase. Wanneer men dit door middel van metingen controleert, vindt men een zeer goede overeenstemming met het gevonden resultaat. Men moet dus de draaddikte van de secundaire wikkeling van den transformator voor 2,2 maal den gelijkstroom per fase dimensionneeren.

Voor spanningsverdubbelingsschakelingen geldt voor $\frac{\alpha}{\pi}$ in het algemeen een waarde van 0,22, zoodat hiervoor een maximale stroomsterkte $I_m \approx 7\ I_g$ en een effectieve stroomsterkte $I_{eff} = 2{,}36\ I_g$ wordt gevonden. De in de publicatiegegevens van een Philips gelijkrichtbuis toegelaten stroomsterkte heeft steeds betrekking op den totalen gemiddelden gelijkstroom, die door den gelijkrichter wordt geleverd. Deze komt dus overeen met den stroom, die hierboven door I_g wordt aangeduid.

HOOFDSTUK XIX

Opwekking van trillingen

In de radio-ontvangsttechniek wordt het opwekken van trillingen toegepast bij superheterodyne ontvangst en in meetinstrumenten. Zooals in hoofdstuk IX reeds werd uiteengezet, berust het principe van de superheterodyne ontvangst op het feit, dat het ontvangen gemoduleerde H.F. signaal uit de antenne en een ongemoduleerd H.F. signaal, dat in het toestel zelf wordt opgewekt, in een buis worden bijeengebracht. In toestellen voor telegrafie-ontvangst worden ook voor andere doeleinden oscillatoren toegepast. Het opwekken van de ongemoduleerde H.F.trillingen geschiedt met behulp van een radiobuis.

§ 1. Het ontdempen door een versterkingsbuis

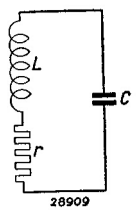


Fig. 226 Oscillatorkring, bestaande uit een spoel met een zelfinductie L en een weerstand r en uit een condensator met een capaciteit C.

Beschouwen we een trillingskring, bestaande uit een condensator C en een spoel, die een zelfinductie L en een ohmschen weerstand r heeft (zie fig. 226), dan zal, indien door een willekeurige oorzaak een trilling met de resonantiefrequentie van den kring ontstaat en de oorzaak van deze trilling plotseling verdwijnt, de trillingsamplitude zeer spoedig tot nul gedaald zijn, daar de wisselstroom, die in den kring rondloopt, door den onvermijdelijken weerstand in de spoel (in fig. 226 door r voorgesteld) in warmte omgezet en er dus vermogen opgenomen wordt. Naarmate de weerstand lager is, des te langer zal het duren, alvorens de trilling heeft opgehouden. Men zegt, dat bij een kleinen weerstand de **demping** gering is. Fig. 227 geeft een voorbeeld van een uittrillende wisselspanning.

Een trillingskring bevat capaciteit, zelfinductie en weerstand. Geeft men den condensator een bepaalde lading en laat men dan den kring aan zichzelf over, dan ontlaadt de condensator zich over de zelfinductie en den weerstand, waarna de zelfinductie E.M.K. den stroom door de spoel nog onderhoudt, hetgeen veroorzaakt, dat de condensator met de tegenovergestelde polariteit wordt opgeladen. De spanning van tegenovergestelde polariteit tusschen de condensatorplaten is maximaal, wanneer de stroom door de zelfinductie nul is geworden. Op dat oogenblik gaat de condensator zich weer over de zelfinductie en den weerstand ontladen. Zoo ontstaat een trilling, waarvan de amplitude echter, zooals boven reeds werd aangeduid, allengs tot nul

afneemt (zie fig. 227), daar de in den condensator aanwezige energie in den weerstand als warmte-energie verloren gaat (demping). De weerstand manifesteert zich hierbij door den spanningsval, die erover ontstaat. Deze spanningsval is, ten gevolge van den wisselstroom door den weerstand, een wisselspanning, die in tegenfase is met den stroom (we zullen deze wisselspanning **tegenspanning** noemen). Voert men nu op een of andere wijze aan den kring een spanning toe, die in serie staat met de tegenspanning en die deze juist opheft (van gelijke amplitude en in tegenfase met de tegenspanning), dan blijft de trilling in den kring onderhouden. Wanneer deze compenseerende spanning grooter mocht zijn dan de tegenspanning over den weerstand, zal de trillingsamplitude toenemen tot er in den kring weer evenwicht bestaat tusschen de compenseerende spanning en de tegenspanning.

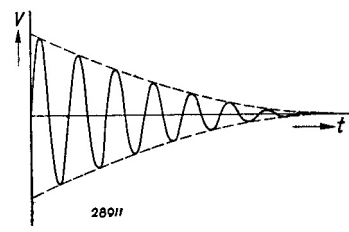


Fig. 227
Een wisselspanning, die ten gevolge van de demping in een trillingskring uittrilt.

De compenseerende spanning kan nu aan den trillingskring worden toegevoerd door dezen kring bijvoorbeeld te schakelen tusschen rooster en kathode van een buis en door in de anodeketen een spoel op te nemen, die inductief gekoppeld is met de kringspoel. Een trilling in den roosterkring veroorzaakt een wisselstroom in de anodeketen, die dan op zijn beurt weer een wisselspanning in den roosterkring induceert. Men noemt dit terugkoppeling van de anodeketen naar den roosterkring. Ten einde in den roosterkring een trilling te krijgen, die zichzelf onderhoudt, moet de **terugkoppelspanning** de juiste fase en amplitude hebben ten aanzien van de tegenspanning in den kring.

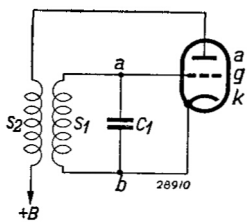


Fig. 228
Principieele schakeling van een oscillator met een versterkingstriode.

Fig. 228 geeft een schakeling als hierboven is uiteengezet.

§ 2. Automatische roostervoorspanning

In de schakeling volgens fig. 228 krijgt het rooster geen negatieve spanning ten opzichte van de kathode, zoodat het punt a ten opzichte van de kathode (punt b) afwisselend positief en negatief is. Tijdens de positieve halve golven van de roosterwisselspanning vloeit roosterstroom en wordt de oscillatorkring S_1C_1 sterk gedempt. Deze demping maakt het noodzakelijk een vaste terugkoppeling toe te passen, ten

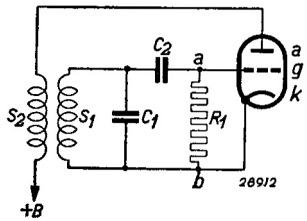


Fig. 229
Oscillatorschakeling met automatische negatieve roosterspanning door toepassing van een roosterlekweerstand en condensator.

einde een behoorlijke wisselspanningsamplitude te verkrijgen. Bovendien is het rendement in de instelling klasse A, die de schakeling volgens fig. 228 voorstelt, betrekkelijk gering. Onder rendement is te verstaan de verhouding tusschen het nuttige wisselstroomvermogen in de anodeketen en het totale toegevoerde vermogen. Dit zou voor een instelling klasse B reeds belangrijk beter zijn, maar het grootste rendement is te bereiken met een instelling klasse C. Onder een **instelling klasse C** wordt verstaan een zoodanige instelling van het werkpunt, dat de negatieve gelijkspanning tusschen rooster en kathode grooter is dan de roosterspanning, waarbij de anodestroom nagenoeg gelijk is aan nul. Hoe grooter het rendement, des te kleiner is, voor een bepaald wisselstroomvermogen in de anodeketen, de anodedissipatie. Wanneer men een instelling klasse C kiest, kan men ten gevolge van het betere rendement in deze instelling een veel kleinere buis toepassen dan bij een instelling klasse A.

In de instelling klasse C wordt de trillingskring slechts gedurende een zeer klein gedeelte van de wisselspanningsperiode gedempt. Deze demping is analoog aan de diodedemping. Anderzijds wordt in de instelling klasse C de werkzame steilheid geringer, hetgeen het voordeel van de geringere demping ongeveer opheft. Doorgaans wordt de negatieve roosterspanning voor de instelling klasse C automatisch opgewekt, door het rooster via een condensator met den oscillatorkring en via een lekweerstand met de kathode te verbinden (zie fig. 229). Doordat de electronenstroom uitsluitend van de kathode naar het rooster kan vloeien, wordt de condensator C_2 alleen door de positieve halve golven opgeladen, en wel krijgt de met het rooster verbonden condensatorplaat dan de negatieve lading van de electronen. Tijdens de negatieve halve golven ontlaadt de condensator C_2 zich via den weerstand R_1; er vloeit dan een stroom van b naar a, daar de met het rooster verbonden plaat van C_2 negatief is.

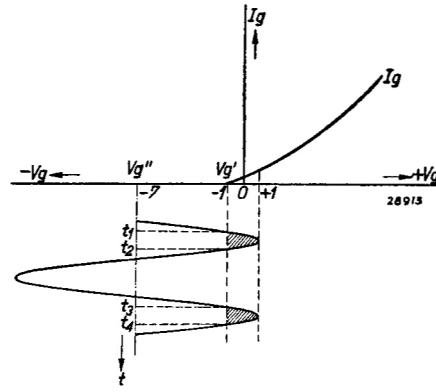


Fig. 230
Instelling van de roosterwisselspanningsamplitude en de negatieve roosterspanning van een oscillatorbuis met automatische negatieve roosterspanning.

Zoodoende ontstaat een negatieve gelijkspanning aan het rooster, daar meestal de RC-tijd van het weerstand-condensatorelement ten opzichte van den duur van de periode zeer groot is (zie ook hoofdstuk XVII, § 1). Het gedeelte rooster-kathode van de buis werkt dus als gelijkrichter. Fig. 230 stelt nog voor, hoe het rooster zich negatief instelt. Indien men er van uitgaat, dat bij — 1 V roosterstroom begint op te treden, zal roosterstroom vloeien zoodra de amplitude in de positieve richting — 1 V overschrijdt. De condensator zal van dit oogenblik, t_1, af negatief worden opgeladen, tot de spanning bij t_2 weer lager wordt en het laden van den condensator ophoudt. Deze ontlaadt zich via den weerstand, tot het laden op het oogenblik t_3 weer begint. Indien men de in het tijdsverloop t_2—t_1 toegevoerde lading Q noemt, is de negatieve spanning V_g'', die over den lekweerstand ontstaat, gelijk aan $\frac{Q}{t_3 - t_1} \times R. \frac{Q}{t_3 - t_1}$ is de gelijkstroom, die in den lekweerstand van b naar a vloeit.

Deze kan worden gemeten, en door vermenigvuldiging met de weerstandswaarde verkrijgt men dan de waarde van de negatieve gelijkspanning. Deze negatieve gelijkspanning is iets lager dan de oscillatoramplitude. Door bepaling van den gelijkstroom kan men de amplitude van de oscillatorspanning echter bij benadering vinden.

De helling van de I_g/V_g kromme ten opzichte van de horizontale as is natuurlijk van invloed op de grootte van de opgewekte negatieve roosterspanning. Naarmate de helling kleiner is, zal de amplitude verder tot in het positieve roosterspanningsgebied doordringen.

Ten einde de amplitude van de oscillatorspanning nauwkeurig uit de gelijkstroommeting te kunnen bepalen, worden voor oscillatorbuizen voor superheterodyne ontvangtoestellen veelal krommen gepubliceerd, waarin de roosterstroom als functie van de oscillatorspanning bij een bepaalden lekweerstand wordt voorgesteld (zie ook fig. 261).

Het voordeel van de automatische roostervoorspanning is, dat de negatieve roosterspanning zich steeds op de bij de wisselspanning behoorende waarde instelt. Zou men een vaste voorspanning toepassen, die, om een instelling klasse C te verkrijgen, grooter is dan de roosterspanning, waarbij de anodestroom gelijk is aan nul, dan is de steilheid van de buis voor kleine wisselspanningen aan het rooster gelijk aan nul. Een kleine spanningsstoot aan het rooster is dan niet in staat de buis tot genereeren te brengen. Bij automatische roostervoorspanning daarentegen is de steilheid aan het rooster zonder wisselspanning aan het rooster voldoende groot, en een kleine spanningsstoot brengt de buis aan het oscilleeren, indien de terugkoppeling zoo groot is, dat bij de steilheid voor $V_g = 0$ een spanning in den roosterkring wordt

geïnduceerd, die grooter is dan noodig voor het opheffen van het verlies aan vermogen in den kring op het oogenblik, dat de trilling begint. Het genereeren zet dan zoodanig in, dat de wisselspanningsamplitude toeneemt, en daarmede gaat gepaard een verhooging van de negatieve roostergelijkspanning. Beide worden dus grooter en de toename vindt plaats tot de werkzame steilheid van den oscillator [1]) door de verhooging van de automatisch opgewekte negatieve roosterspanning zoodanig is afgenomen, dat de demping juist wordt opgeheven. De oscillatorspanning heeft dan haar eindwaarde bereikt.

De automatische opwekking van de roostervoorspanning van den oscillator heeft het groote voordeel, dat een zeer constante oscillatoramplitude wordt verkregen. Iedere afwijking van de amplitude heeft als gevolg, dat door de daarmede gepaard gaande verschuiving van de negatieve voorspanning een verandering van de werkzame steilheid plaats heeft. Hierdoor wordt de amplitude bij benadering weer tot haar oorspronkelijke waarde teruggebracht.

Bij automatische voorspanning is een groote negatieve spanning tusschen rooster en kathode aanwezig en dientengevolge is de anodestroom en de ruimteladingsdichtheid voor het rooster gering. Dit heeft het voordeel, dat variaties in de ruimteladingsdichtheid, bijv. door netspanningsschommelingen, slechts een geringen invloed op de roostercapaciteit en dus op de resonantiefrequentie van den aangesloten trilligskring hebben, waardoor storende frequentieverschuivingen aanzienlijk beperkt zijn. Ook in dit opzicht heeft dus de automatische voorspanning een gunstigen invloed.

Het is soms voordeelig een negatieve beginspanning aan het rooster van de oscillatorbuis te leggen, door bijvoorbeeld een weerstand in de kathodeleiding op te nemen (zie fig. 231).

Dit is van belang, indien bijvoorbeeld de steilheid van de buis bij 0 V roosterspanning kleiner is dan bij een lage negatieve roosterspanning van bijvoorbeeld — 2 V en indien de buis daardoor niet zoo gemakkelijk begint te genereeren.

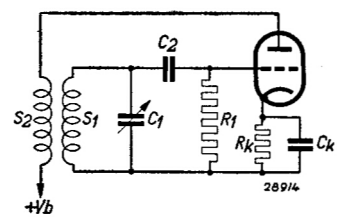


Fig. 231
Schakeling van een oscillatortriode met automatische negatieve roosterspanning. De buis ontvangt bovendien nog een automatische negatieve roosterspanning door een overbrugden kathodeweerstand om de buis bij een grootere steilheid van de karakteristiek te laten beginnen met oscilleeren.

[1]) Zie § 5.

§ 3. Het opnemen van de trillingskring in de anodeketen

De oscillatorkring kan ook in de anodeketen van de buis worden opgenomen. In dat geval wordt de terugkoppelspoel in de roosterketen geschakeld. De schakeling, die op deze wijze wordt verkregen, wordt door fig. 232 gegeven.

De werking is in principe gelijk aan die van de schakeling volgens fig. 229. Door den wisselstroom, die door S_1 vloeit, wordt in S_2 een wisselspanning opgewekt, die op het rooster komt te staan. Deze wisselspanning verwekt een negatieve gelijkspanning aan het rooster en een wisselstroom in den anodekring. Door dezen wisselstroom ontstaat een wisselspanning over den oscillatorkring, waardoor, indien de spoelen op de juiste wijze zijn geschakeld, de demping wordt opgeheven.

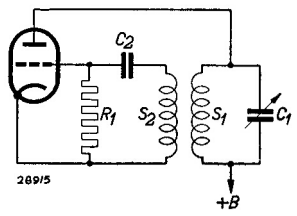


Fig. 232
Oscillatorschakeling, waarbij de oscillatorkring in de anodeketen en de terugkoppelspoel in de roosterketen is opgenomen.

Op deze wijze wordt dan weer een ongedempte trilling opgewekt. Het nadeel van deze schakeling is, dat op den trillingskring de anodegelijkspanning van de oscillatorbuis staat, tenzij de anode van deze buis gevoed wordt over een weerstand met scheidingscondensator (zie R_2 en C_3 in fig. 233). Het nadeel hiervan is, dat de trillingskring door dezen weerstand R_2, die hoogfrequent parallel aan den kring ligt, wordt gedempt.

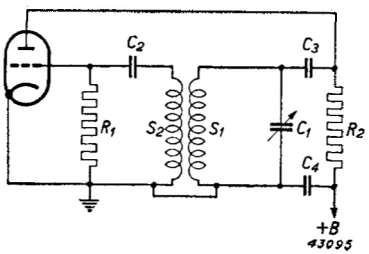


Fig. 233
Oscillatorschakeling, waarbij de top van den trillingskring S_1C_1 met anode capacitief (C_3) is gekoppeld en waarbij de anode van de buis door een weerstand R_2 vanuit de gelijkspanningsbron + B gevoed wordt., De negatieve roosterspanning wordt automatisch door middel van C_2 en R_1 opgewekt.

§ 4. De voorwaarden voor genereeren

In de voorgaande paragrafen van dit hoofdstuk werd aangetoond, hoe in principe een oscillatie kan ontstaan, en werd een grondschema gegeven met automatische roostervoorspanning.

Thans zullen de voorwaarden voor het al of niet genereeren van een buisschakeling nader worden beschouwd. Daartoe gaan we uit van de principieele schakeling van een teruggekoppelde buis, zooals fig. 234 voorstelt. In de als blok geteekende schakeling wordt verondersteld, dat een trilling optreedt. Deze trilling veroorzaakt

op het rooster een wisselspanning V, welke op zichzelf weer een anodewisselstroom I_a veroorzaakt, volgens:

(1) $$I_a = SV.$$

Deze wisselstroom onderhoudt de trilling en veroorzaakt de spanning V tusschen de klemmen a en b. Nu zal voor een gegeven schakeling, zooals in fig. 234 door het blok voorgesteld wordt, steeds een bepaalde betrekking bestaan tusschen den wisselstroom I_a, die door het blok van klem c naar klem d vloeit, en de wisselspanning V tusschen de klemmen a en b van het blok.

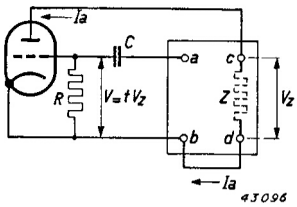


Fig. 234
Schematische voorstelling van een oscillatorschakeling, waarbij de trillingskring met terugkoppeling als blok geteekend is.

Tusschen de klemmen c en d moet een impedantie Z aanwezig zijn, daar anders de anodestroom I_a geen uitwerking zal hebben. In deze impedantie is begrepen de inwendige weerstand van de buis, die parallel ligt aan de klemmen c en d. Over de impedantie Z ontstaat ten gevolge van den anodestroom I_a een wisselspanning:

(2) $$V_z = -Z I_a.$$

Ontstaat nu door de schakeling in het blok een wisselspanning V tusschen de klemmen a en b, waarvan de waarde een gedeelte t, de **terugkoppelingsverhouding,** van de wissselspanning V_z tusschen c en d bedraagt, dan hebben we:

(3) $$V = t V_z = -t Z I_a.$$

Om een trilling in stand te kunnen houden moet de wisselspanning V — die volgens (1) een wisselstroom I_a veroorzaakt, welke op haar beurt een wisselspanning V tusschen a en b ten gevolge heeft — in grootte en fase gelijk zijn aan de laatstgenoemde wisselspanning V. Wanneer in (3) de door (1) gevonden waarde voor I_a wordt ingevuld, verkrijgt men:

(4) $$-t Z S V = V,$$

of:

(5) $$-t Z S = 1.$$

Er moet nu voor gezorgd worden, dat bij het begin van het genereeren

—t Z S rijkelijk grooter is dan 1. Bij het toenemen van de amplitude V stijgt, door de verhooging van den roosterstroom bij automatische voorspanning, de negatieve gelijkspanning tusschen rooster en kathode, en daardoor neemt de werkzame steilheid van de buis af tot een amplitude bereikt is, bij welke — t Z S = 1 en de trilling dan een constante amplitude heeft.

De fase van de wisselspanning V, die, ten gevolge van den stroom I_a, door de blokvormig voorgestelde schakeling volgens vergelijking (3) ontstaat, moet gelijk zijn aan die van de wisselspanning V volgens vergelijking (1). Wanneer geen fasedraaiïngen ten gevolge van electronenlooptijden optreden, hetgeen tot hooge frequenties (tot ongeveer 30 MHz) het geval is, dan is de in (1) voorkomende anodestroom in fase met de wisselspanning V. Dit beteekent, dat de volgens (3) veroorzaakte wisselspanning V eveneens in fase met I_a moet zijn. De factor —t Z, die voor de in fig. 234 blokvormig geteekende schakeling het verband tusschen den stroom I_a en de spanning V aangeeft, moet dus reëel zijn. De fase van de spanning V volgens (3) wordt niet alleen door de schakeling zelf, maar ook door de frequentie van den wisselstroom I_a en de wisselspanning V bepaald. Een stabiele toestand is alleen denkbaar, wanneer de frequentie zich zoo ingesteld heeft, dat inderdaad een gelijkheid van fase van den anodestroom I_a en van de wisselspanning V aanwezig is. De normale terugkoppelingsschakelingen bevatten alle een trillingskring, en er wordt van dezen kring een roosterwisselspanning zoodanig afgenomen, dat de juiste fase wordt verkregen bij een frequentie, die gelijk is aan de resonantiefrequentie van den trillingskring.

Daar S en Z positieve grootheden zijn, volgt uit (5), dat de terugkoppelingsverhouding t negatief moet zijn, hegeen erop wijst, dat de terugkoppeling tevens een fasedraaiïng van 180° teweeg moet brengen. Men kan dit op zeer eenvoudige wijze bereiken door een inductieve terugkoppeling toe te passen (zie fig. 228 en 229).

Wanneer de impedantie Z een trillingskring in de anodeketen is (zie fig. 232), wordt hiervan door middel van een inductieve koppeling een kleinere spanning voor het rooster afgenomen. In dat geval is t dus kleiner dan 1. De impedantie Z kan echter ook de in de anodeketen opgenomen terugkoppelingsspoel (zie fig. 229) zijn, terwijl de roosterketen den trillingskring bevat. Er wordt dan van de anode naar het rooster opgetransformeerd, zoodat t in dit geval grooter is dan 1. Vergelijking (5) geeft de steilheid S, die in een bepaalde schakeling voor het genereeren vereischt is. Heeft men te maken met een oscillator, waarvan de frequentie over een zeer groot gebied veranderbaar moet zijn, zooals dit het geval is met oscillatoren voor superheterodyne

ontvangers, dan zal in het algemeen de vereischte steilheid met de ingestelde frequentie veranderen, daar de impedantie Z afhankelijk is van deze frequentie.
In vergelijking (5) zijn t en Z grootheden, die van de schakeling afhangen, terwijl S een grootheid is, die door de buis gegeven wordt. In de volgende paragraaf zal aangetoond worden, hoe deze steilheid afhangt van de amplitude van de roosterwisselspanning en van de steilheid van de buis bij $V_g = 0$.

§ 5. De effectieve steilheid en de gemiddelde anodegelijkstroom van de oscillatorbuis

We zullen ons hier eerst beperken tot het beschouwen van een rechte buiskarakteristiek. Verder zal aangenomen worden, dat de roostercondensator met lekweerstand een negatieve roostervoorspanning oplevert, die gelijk is aan de topwaarde van de tusschen rooster en kathode aanwezige wisselspanning.
Fig. 235 toont den anodewisselstroom als functie van den tijd (rechts boven), wanneer een wisselspanning op het rooster aanwezig is, waarvan de dubbele amplitude kleiner is dan de negatieve roosterspanning V_{go}, waarbij de anodestroom nul is. In dat geval is de anodewisselstroom als functie van den tijd sinusvormig. Bij groote roosterwisselspanningen daarentegen bestaat de anodestroom uit stroomstooten en is de anodestroom als functie van den tijd sterk vervormd. In het eerste geval is de verhouding van den anodewisselstroom tot de roosterwisselspanning gelijk aan de steilheid van de buis. In het tweede geval is alleen de grondgolf van den vervormden anodewisselstroom van belang voor het onderhouden van de trilling, daar deze grondgolf dezelfde frequentie en fase heeft als de roosterwisselspanning.
De harmonischen van den anodewisselstroom zullen door de selectiviteit van den trillingskring hierover nagenoeg geen wisselspanningen veroorzaken. We moeten dus de amplitude van de

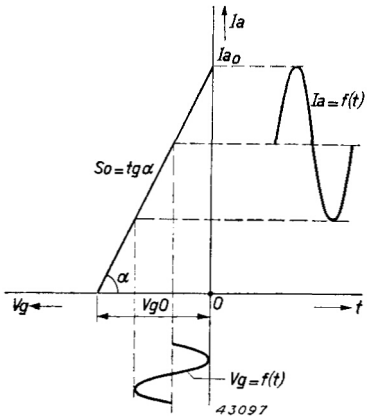


Fig. 235
Links boven: Rechte I_a/V_g karakteristiek van een buis met een steilheid $S_o = tg\alpha$.
Links beneden: Sinusvormige roosterwisselspanning als functie van den tijd. De dubbele amplitude hiervan is kleiner dan de roosterspanning V_{go}, waarbij de anodestroom nul is.
Rechts boven: Anodewisselstroom, die een gevolg is van de roosterwisselspanning, als functie van den tijd.

grondgolf kennen. De werkzame of effectieve steilheid (S_{eff}) is dan het quotiënt van de amplitude van dezen anodewisselstroom en de amplitude van de roosterwisselspanning. Is de amplitude van de roosterwisselspanning V_t, dan zal in de anodeketen de grondgolf van den anodestroom I_1 een amplitude hebben gelijk aan:

(6) $\quad I_1 = S_{eff}\ V_t.$

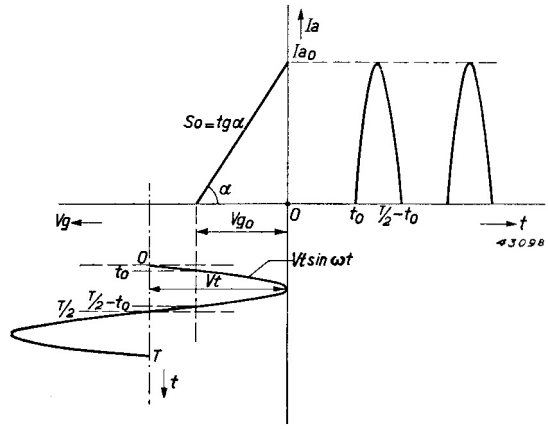


Fig. 236

Links boven: Rechte I_a/V_g karakteristiek van een buis met een steilheid $S_o = tg\alpha$.

Links beneden: Sinusvormige roosterwisselspanning als functie van den tijd. De amplitude hiervan is grooter dan de roostervoorspanning V_{go}, waarbij de anodestroom nul is.

Rechts boven: Anodestroom, die een gevolg is van de roosterwisselspanning, als functie van den tijd.

Wanneer, zooals in fig. 236 voorgesteld wordt, de roosterwisselspanningsamplitude V_t grooter is dan de helft van de roosterspanning V_{go}, waarbij de anodestroom gelijk is aan nul hetgeen bij de meeste oscillatoren het geval is — dan moeten we, in vergelijking (5), voor de steilheid S de effectieve steilheid S_{eff} invullen en de grootheid — tZ zoodanig kiezen, dat aan de door deze vergelijking bepaalde genereervoorwaarde wordt voldaan. De effectieve steilheid is afhankelijk van de roosterwisselspanningsamplitude V_t en van de roosterspanning V_{go}, waarbij de anodestroom gelijk is aan nul (welke door den versterkingsfactor van de buis en de toegepaste anodegelijkspanning wordt bepaald).

De stroomstooten, die ontstaan wanneer de roosterwisselspanningsamplitude V_t grooter is dan de helft van de roosterspanning V_{go}, waarbij de anodestroom gelijk is aan nul, vertegenwoordigen een zekeren gemiddelden gelijkstroom. Deze gemiddelde gelijkstroom $\overline{I}_a$ wordt geleverd door de anodestroombron, die dus hierdoor belast wordt. Hij is afhankelijk van de steilheid S_o van de I_a/V_g karakteristiek bij $V_g = 0$ en van de grootte van de roosterwisselspanning V_t ten opzichte van de roosterspanning V_{go}, waarbij de anodestroom gelijk is aan nul. Het stroomrendement η is gedefinieerd als de verhouding tusschen de amplitude van de grondgolf I_1 van den anodestroom en de gemiddelde gelijkstroomwaarde $\overline{I}_a$.

Men kan nu voor practische oscillatorbuizen de effectieve steilheid S_{eff},

den gemiddelden gelijkstroom $\overline{I_a}$ en het stroomrendement η meten voor verschillende waarden van de roosterwisselspanningsamplitude V_t en deze gegevens in den vorm van krommen opteekenen. Men zal zoodoende een inzicht krijgen in het gedrag van de buis als oscillator. Om het gedrag van verschillende oscillatorbuizen gemakkelijker met elkaar te kunnen vergelijken, is het practischer de verhouding $\frac{S_{eff}}{S_o}$ tusschen de effectieve steilheid en de steilheid van de I_a/V_g karakteristiek bij $V_g = 0$, evenals de verhouding $\frac{\overline{I_a}}{I_{ao}}$ tusschen den gemiddelden anodegelijkstroom en de anodestroomwaarde van de I_a/V_g karakteristiek bij $V_g = 0$, als functie van de amplitude V_t van de roosterwisselspanning op te teekenen.

Fig. 237 toont dergelijke krommen voor het triodegedeelte van de buis ECH 3 (triodehexode).

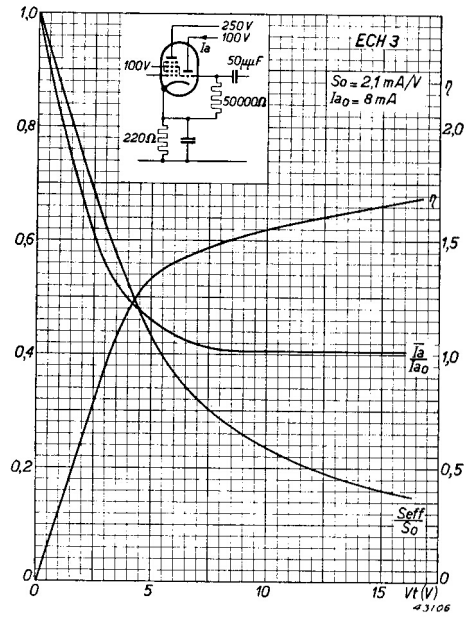


Fig. 237

De verhouding S_{eff}/S_o tusschen de effectieve steilheid en de steilheid van de I_a/V_g karakteristiek in het punt van deze karakteristiek, waar $V_g = 0$, de verhouding $\overline{I_a}/I_{ao}$ tusschen den gemiddelden anodegelijkstroom en de anodestroomwaarde van de I_a/V_g karakteristiek, waar $V_g = 0$, en het rendement η ($I_l/\overline{I_a}$), als functie van de amplitude V_t van de roosterwisselspanning voor het triodegedeelte van de buis ECH3, wanneer automatische roostervoorspanning toegepast wordt met behulp van een lekweerstand van 50 000 Ω en een condensator van 50µµF.

Men ziet uit de kromme voor de effectieve steilheid (S_{eff}/S_o), dat de oscillatorspanning V_t bij benadering omgekeerd evenredig is met de effectieve steilheid (in superheterodyne ontvangtoestellen is juist deze spanning van belang). Wanneer dus in een golflengtegebied de benoodigde effectieve steilheid in een verhouding 1 op 3 toeneemt (ten gevolge van de afneming van de impedantie van den trillingskring), zal de oscillatorspanning op ongeveer 1/3 zinken (wanneer V_t grooter blijft dan 1/2 V_{go}). Met behulp van de kromme S_{eff}/S_o als functie van V_t voor een gegeven buis — zoodat S_o bekend is — kan men bepalen, hoe groot men het product $-tZ$ moet kiezen, daar volgens het bovenstaande:

$$S_{eff} = \frac{1}{-tZ}. \qquad (7)$$

Anderzijds kan men met behulp van de kromme $S_{eff}/S_o = f(V_t)$ ook voor een gegeven kringimpedantie en terugkoppelingsverhouding de amplitude van de oscillatorspanning berekenen. Bedraagt bijvoorbeeld in het kortegolfgebied de impedantie van een afgestemden anodekring 5000 Ω en de absolute waarde van de terugkoppelingsverhouding $t = 0{,}6$ (deze zal in het algemeen om practische redenen niet grooter dan 1 gekozen kunnen worden), dan heeft, volgens vergelijking (5), de effectieve steilheid bij het genereeren een waarde van:

$$S_{eff} = -\frac{1}{tZ} = \frac{1}{3000}$$

$$= 0{,}33 \text{ mA/V.}$$

Nu is, volgens de gegevens voor de ECH3, in fig. 237 S_o gelijk aan 2,1 mA/V, zoodat S_{eff}/S_o gelijk is aan $0{,}33/2{,}1 = 0{,}16$. Volgens de kromme voor S_{eff}/S_o van fig. 237, komt deze verhouding overeen met een amplitude $V_t = 75$ V, of met een effectieve spanning van 10,5 V.

Uit de krommen voor $\overline{I_a}/I_{ao}$ en η blijkt, dat de gemiddelde anodestroom en het rendement in een bepaald gebied van oscillatorspanningen tamelijk constant blijven. Bij de krommen voor het triodegedeelte van de direct verhitte buis KCH 1 (zie fig. 238) valt het echter op, dat na een bepaalde waarde van V_t (wanneer V_t van nul af aan toeneemt) de verhouding I_a/I_{ao} sterk toeneemt. Tevens is uit fig. 238 te zien, dat de verhouding S_{eff}/S_o tamelijk veel grooter is dan de overeenkomstige waarden voor de indirect verhitte buis ECH 3. De toeneming van den gemiddelden anodegelijkstroom $\overline{I_a}$ doet vermoeden, dat het rooster in de positieve toppen van de roosterwisselspanning sterk positief wordt, hetgeen door roosterstroom-

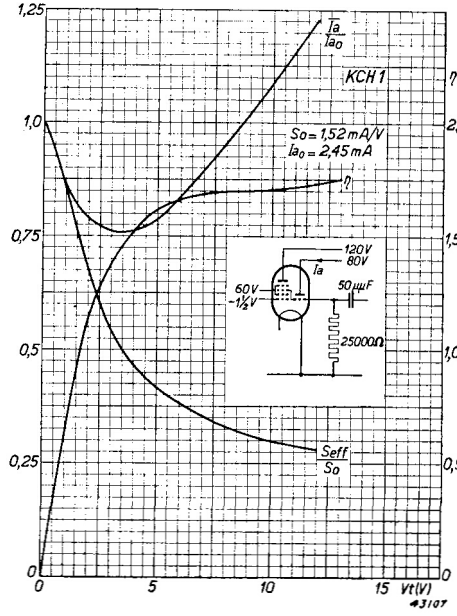


Fig. 238

De verhouding S_{eff}/S_o tusschen de effectieve steilheid en de steilheid van de I_a/V_g karakteristiek bij $V_g = 0$, de verhouding $\overline{I_a}/I_{ao}$ tusschen den gemiddelden anodegelijkstroom en de anodestroomwaarde van de I_a/V_g karakteristiek bij $V_g = 0$ en het rendement η $(I_1/\overline{I_a})$, als functie van de amplitude V_t van de roosterwisselspanning voor het triodegedeelte van de triode-hexode KCH 1 voor batterijvoeding, wanneer automatische roostervoorspanning wordt toegepast met behulp van een lekweerstand van 25 000 Ω en een condensator van 50 $\mu\mu$F.

metingen wordt bevestigd. Terwijl men bij groote waarden van de oscillatorspanning ($V_t = 15$ V) bij de ECH 3 positieve waarden van de roosterspanning van ongeveer 2,5 V kon meten, werd voor de KCH 1 een positieve spanning van 7,5 V in den top van de roosterwisselspanning gevonden. Dit is een gevolg van het feit, dat bij direct verhitte buizen de roosterstroomkarakteristiek [$I_g = f(V_g)$] een veel geringere steilheid heeft dan bij indirect verhitte buizen.
Wanneer men nu deze krommen opnieuw teekent voor de verhouding tusschen de effectieve steilheid en de steilheid in het punt van de I_a/V_g karakteristiek, waar de top van de roosterwisselspanning ligt, evenals de verhouding tusschen den gemiddelden anodegelijkstroom en de anodestroomwaarde in hetzelfde punt van de I_a/V_g karakteristiek, dan krijgt men een betere overeenstemming tusschen de krommen voor direct verhitte en voor indirect verhitte buizen. Men moet dan S_o definieeren als de steilheid van de I_a/V_g karakteristiek in het punt, waar de positieve top van de oscillatorspanning ligt, en I_{ao} als de anodestroom in dit punt.

§ 6. Speciale oscillatorschakelingen

In de figuren 239 en 240 worden nog enkele andere schakelingsmogelijkheden voor oscillatorbuizen gegeven als die bestaande uit een

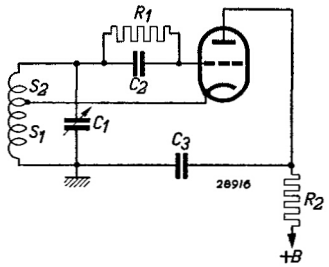


Fig. 239
Oscillatorschakeling volgens Hartley.

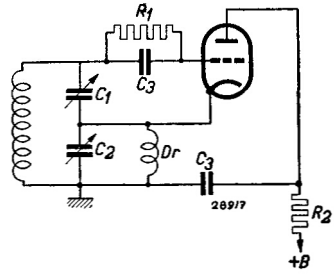


Fig. 240
Oscillatorschakeling volgens Colpitt. (Dr is een hoogfrequentsmoorspoel.)

trillingskring in de rooster- of anodeketen met een terugkoppelspoel in de anode- of roosterketen. Fig. 239 geeft de zoogenaamde Hartley schakeling, fig. 240 de Colpitt schakeling.
Doordat de kathode verbonden wordt met een aftakking op den kring, zijn de spanningen tusschen rooster en kathode en tusschen anode en kathode in tegenfase ten opzichte van elkaar. Zooals wij reeds zagen, is dit noodig voor het onderhouden van een trilling. De terugkoppelspoel ontbreekt dus in deze schakelingen.

Het nadeel van de schakelingen volgens fig. 239 en 240 is, dat zich tusschen kathode en aarde een H.F. spanning bevindt, hetgeen bij indirect verhitte buizen ontoelaatbaar is, indien de gloeistroomwikkeling van den voedingstransformator rechtstreeks aan aarde ligt. Het verdient daarom aanbeveling om, waar dit mogelijk is, de kathode te aarden en de in de figuren 239 en 240 met de aarde verbonden punten hiervan los te maken.

In de schakeling volgens fig. 239 heeft de terugkoppeling plaats, doordat de anodewisselstroom via het chassis (aarde) door de spoel S_1 naar de kathode vloeit en zoodoende een ontdempende wisselspanning in den trillingskring induceert.

In fig. 240 loopt de anodewisselstroom door C_2, zoodat over dezen condensator een wisselspanning in de juiste fase komt te staan, die zich via C_1 ook over den geheelen kring bevindt.

In de schakelingen van fig. 239 en volgende is de lekweerstand R_1 parallel geschakeld aan den roostercondensator in plaats van tusschen rooster en kathode. Deze twee mogelijkheden zijn steeds aanwezig.

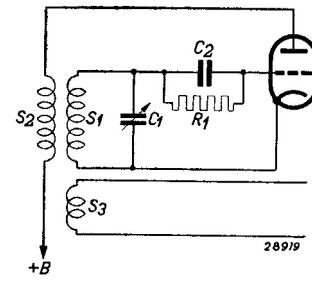


Fig. 241
Oscillatorschakeling met een koppelspoel S_3 voor het afnemen van de wisselspanning, die in den oscillatorkring S_1C_1 wordt opgewekt.

§ 7. Het benutten van de opgewekte oscillatorspanning

De wisselspanning, die in den oscillatorkring ontstaat, kan op verschillende wijzen worden afgenomen. Allereerst bestaat de mogelijkheid een spoel met den oscillatorkring te koppelen (zie fig. 241).

De wisselspanning, die hierin wordt geïnduceerd, kan dan aan het rooster van de mengbuis of van een versterkingsbuis worden toegevoerd.

Een andere methode bestaat hierin, dat een capacitieve koppeling wordt toegepast (zie fig. 242).

Deze koppelingsmethoden worden dikwijls toegepast, maar hebben het nadeel, dat de koppeling ook terugwerkt, zoodat veranderingen in de constanten van de kringen, die met den oscillatorkring zijn gekoppeld, op de eigen frequentie van dezen kring van invloed zijn.

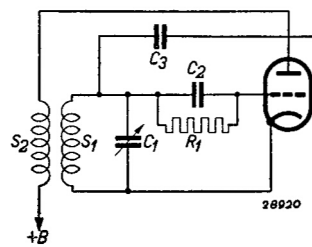


Fig. 242
Koppeling van den oscillatorkring met behulp van een capaciteit (C_3) voor het afnemen van de opgewekte wisselspanning.

Dikwijls wordt ook de zoogenaamde electronische koppeling toegepast. In feite komt de electronisch gekoppelde oscillator overeen met een Hartley oscillator, waarin een tetrode of een als tetrode geschakelde penthode wordt toegepast (zie fig. 243).

Het schermrooster van de tetrode wordt gebruikt als anode van den trillingsopwekker, die uit kathode, rooster en schermrooster bestaat. Aan het stuurrooster ontstaan wisselspanningen. Hierdoor wordt de anodestroom dan gestuurd en, indien in de anodeketen een trillingskring wordt opgenomen, die op de oscillatorfrequentie is afgestemd, ontstaat hierover een wisselspanning, die verder kan worden gebruikt. Deze schakeling wordt veel gepropageerd met de bewering, dat de terugwerking van den anodekring op den oscillatorkring, dank zij de electronische koppeling, zeer gering is en deze schakeling dus uiterst stabiel zou zijn. Verder zouden netspanningsvariaties een kleineren invloed op de oscillatorfrequentie hebben dan bij andere schakelingen. Deze beweringen blijken bij nadere bestudeering van de optredende omstandigheden en bij metingen onjuist te zijn, hetgeen aan de hand van fig. 244 is in te zien. Behalve de electronische koppeling tusschen den anodekring en den ingangskring, bestaat er ook nog een koppeling over de inwendige buisimpedantie Z_i. Deze inwendige buisimpedantie wordt voornamelijk gevormd door de anode-kathodecapaciteit C_{ak}. De koppeling over Z_i heeft ten gevolge, dat iedere verandering in den anodekring een merkbare verandering in den roosterkring teweeg zal brengen.

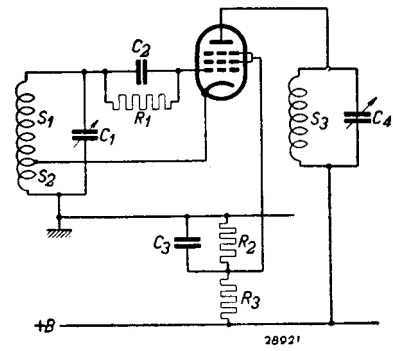


Fig. 243
Schakeling van een electronisch gekoppelden oscillator.

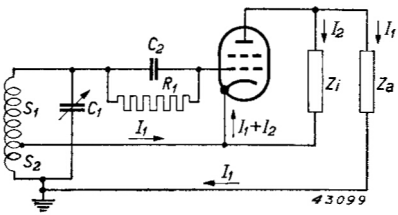


Fig. 244
Voorstelling van een electronisch gekoppelden oscillator, waarbij in het schema aangegeven zijn de in de anodeketen opgenomen impedantie Z_a en de tusschen anode en kathode in de buis aanwezige (inwendige) impedantie Z_i. Tevens zijn de stroomen door de impedanties Z_a en Z_i aangegeven.

Zooals in het begin van dit hoofdstuk reeds werd gezegd, wordt het opwekken van trillingen in de radio-ontvangsttechniek hoofdzakelijk voor superheterodyne toestellen gebruikt. De in een oscillatorschakeling opgewekte

trillingen worden aan een stuurrooster van een mengbuis toegevoerd, en de electronenstroom, die door dit stuurrooster vloeit wordt dus door deze wisselspanning gestuurd (zie hoofdstuk XX). Hierbij wordt het rooster van een oscillatortriode dikwijls galvanisch met een rooster van de mengbuis gekoppeld.

HOOFDSTUK XX

Menging

§ 1. Grondbegrippen inzake de menging

Indien aan het rooster van een versterkingsbuis met een gekromde karakteristiek twee signalen met verschillende frequenties worden gelegd, zullen, zooals in hoofdstuk XV werd uiteengezet, in de anodeketen wisselstroomcomponenten ontstaan, waarvan de frequenties gelijk zijn aan het verschil en aan de som van de frequenties, die zich aan het rooster bevinden.

De superheterodyne ontvangst berust op dit principe. Legt men namelijk aan het rooster, behalve het ontvangen H.F. signaal, een signaal, dat in het toestel zelf wordt opgewekt, en zorgt men ervoor, dat de frequentie van het signaal, dat in het toestel wordt opgewekt, steeds een gelijk bedrag van de frequentie van het ontvangen signaal verschilt, dan ontstaat in de anodeketen van deze buis een signaal met een vaste frequentie. Deze constante verschilfrequentie noemt men de middenfrequentie. Het voordeel van deze methode is, dat men voor de middenfrequentie een naar verhouding lage frequentie kan kiezen, die op betrekkelijk gemakkelijke wijze, met behulp van op een vaste frequentie afgestemde kringen, die voor de resonantiefrequentie een hooge impedantie hebben, aanmerkelijk kan worden versterkt. Men noemt het verschijnsel, waarbij men een hoogfrequente draaggolf, door **modulatie** door een plaatselijk opgewekte **oscillatorgolf,** verandert in een middenfrequente draaggolf, menging of **conversie.**

Indien het ontvangen H.F. signaal bijvoorbeeld een frequentie van 1500 kHz heeft en in het toestel een frequentie van 1900 kHz wordt opgewekt, ontstaat in de anodeketen een wisselstroomcomponent met een frequentie van 400 kHz. Als nu een signaal van bijvoorbeeld 1000 kHz wordt ontvangen en men ervoor zorgt, dat dan in het toestel een signaal met een frequentie van 1400 kHz wordt opgewekt, ontstaat in de anodeketen eveneens een wisselstroomcomponent, waarvan de frequentie 400 kHz bedraagt. Bevindt zich in de anodeketen een trillingskring, die op 400 kHz is afgestemd, dan ontstaat hierover een wisselspanning, die aan het rooster van een versterkingsbuis kan worden toegevoerd.

In hoofdstuk XV werd eveneens vermeld, dat, behalve de verschilfrequentie, ook een somfrequentie ontstaat. In het gegeven voorbeeld is de somfrequentie bij 1500 kHz gelijk aan 1500 + 1900 = 3400 kHz en bij 1000 kHz gelijk aan 1000 + 1400 = 2400 kHz. De somfrequentie, evenals veelvouden van de somfrequentie, van de signaalfrequentie, van de oscillatorfrequentie en van de verschilfrequentie, verschillen

aanmerkelijk van de resonantiefrequentie van den anodetrillingskring en dientengevolge ontstaan hierover geen wisselspanningen met deze frequenties. De frequentie, die in het toestel wordt opgewekt, noemt men doorgaans de **oscillatorfrequentie.** Meestal kiest men deze frequentie een bedrag gelijk aan de middenfrequentie hooger dan de frequentie van het ontvangen signaal, zoodat de oscillatorfrequentie, bij een signaal van 1500 kHz en een middenfrequentie van 400 kHz, 1900 kHz bedraagt. Een buis, waarin ter verkrijging van de middenfrequentie de beide signalen tezamen worden gebracht, noemt men **mengbuis.** Hieronder worden verschillende typen mengbuizen beschreven.

De gegevens en karakteristieken, die voor mengbuizen gepubliceerd worden, moeten aangepast zijn aan de bijzondere eischen, die aan deze buizen worden gesteld. In de eerste plaats is de te bereiken versterking uiteraard van belang. Indien een H.F. signaal aan het rooster ligt, zal, na het mengen met een oscillatorsignaal, een wisselspanning met de middenfrequentie over den M.F. kring in de anodetoevoerleiding ontstaan. De verhouding tusschen de M.F. spanning over den M.F. kring en de H.F. spanning aan het rooster noemt men de **conversieversterking.** De verhouding tusschen den M.F.anodewisselstroom en de H.F.roosterwisselspanning noemt men **conversiesteilheid.** Deze wordt meestal aangegeven door het symbool S_c. De conversiesteilheid hangt af van de amplitude van de oscillatorspanning, zoodat deze steilheid uitsluitend voor een bepaalde oscillatorspanning kan worden opgegeven. De anodegelijkstroom van een mengbuis is eveneens afhankelijk van de oscillatorspanning.

Gaat men uit van een bepaalde oscillatorspanning en gegeven gelijkspanningen op het stuurrooster en de schermroosters, dan heeft de anodespanning op den anodestroom ook een zekeren invloed. Deze invloed is vast te leggen door het quotiënt op te geven van een zeer kleine anodespanningsvariatie en van de kleine anodestroomvariatie, die hiervan het gevolg is. Men noemt dit quotiënt den **inwendigen weerstand** van de mengbuis. Deze inwendige weerstand, waarvoor wij, evenals bij andere buizen, het symbool R_i gebruiken, stelt dus den differentiaalweerstand voor tusschen anode en kathode binnen in de buis, bij gegeven oscillatorspanning en spanningen op de andere electroden. Hij ligt parallel aan den anodetrillingskring en verkleint dus de impedantie hiervan, evenals dit het geval is met den inwendigen weerstand van een H.F. buis, die haar uitwendige anode-impedantie vermindert.

De werking van mengbuizen is, zooals reeds uit Hoofdstuk XV volgt, dat de steilheid van het rooster van de buis, waarop het hoogfrequentsignaal staat, in het rhythme van de oscillatorfrequentie schommelt.

De verandering van de steilheid in de oscillatorfrequentie is, bijvoorbeeld in het geval, dat de oscillatorwisselspanning aan het rooster ligt, waaraan de hoogfrequente wisselspanning toegevoerd wordt, een gevolg van de kromming van de karakteristiek, die het verband tusschen de spanning op het stuurrooster en den anodestroom geeft. De steilheid als functie van den tijd zal alleen een sinusvormige kromme opleveren, indien de steilheid lineair afhangt van de spanning op het rooster, waaraan de oscillatorwisselspanning ligt, dus, in het bovengenoemde voorbeeld, wanneer de roosterspanning-anodestroomkarakteristiek kwadratisch is. Meestal is dit niet het geval, hetgeen dan een niet sinusvormige kromme oplevert, die de steilheid als functie van den tijd weergeeft. Is de oscillatorspanning gegeven door $V_h \cos \omega_h t$, dan kan voor de steilheid als functie van den tijd, met behulp van de Fourier-analyse, geschreven worden:

(1) $$S = S_o + S_1 \cos \omega_h t + S_2 \cos 2\omega_h t + S_3 \cos 3\omega_h t + \ldots\ldots$$

Hierin is ω_h de hoekfrequentie van het hulp- of oscillatorsignaal. Doordat de steilheid een even functie van den tijd is, d.w.z. niet verandert, indien t door $-t$ wordt vervangen, komen hierin alleen cosinustermen voor.

Van dezen vorm — steilheid als functie van den tijd — is alleen de grondgolf $S_1 \cos \omega_h t$ van belang, daar de termen met een veelvoud van ω_h na de menging met het hoogfrequente signaal som- en verschilfrequenties opleveren, die sterk van de middenfrequentie afwijken.

Bevindt zich nu op het rooster, waarvan de steilheid door het oscillatorsignaal periodiek schommelt, een hoogfrequentsignaal $V_i \cos \omega_h t$ (hierin is $\omega_i = 2\pi f_i$ de hoekfrequentie van het hoogfrequentsignaal), dan krijgen wij, indien we alleen de grondgolf $S_1 \cos \omega_h t$ van de steilheidsvariatie beschouwen, een anodewisselstroom:

(2) $$I_a = V_i \cos \omega_i t \times S_1 \cos \omega_h t.$$

Zooals bekend, is dit ook gelijk aan:

(3) $$I_a = \tfrac{1}{2} V_i S_1 \cos (\omega_h - \omega_i)t + \tfrac{1}{2} V_i S_1 \cos (\omega_h + \omega_i)t.$$

De resulteerende wisselstroom heeft dus twee componenten, waarvan de eene de verschilfrequentie en de andere de somfrequentie van de ingangswisselspanning en de oscillatorwisselspanning heeft.

De conversiesteilheid is bij definitie gelijk aan het quotiënt van den anodestroom met de frequentie $(\omega_h - \omega_i)$ en de ingangswisselspanning V_i met de frequentie ω_i. Volgens vergelijking (3) is de amplitude van den anodewisselstroom met frequentie $(\omega_h - \omega_i)$ gelijk aan $\tfrac{1}{2} V_i S_1$, en de amplitude van het H.F. signaal is V_i, zoodat de conversiesteilheid S_c dus gelijk is aan:

(4) $$S_c = \tfrac{1}{2} S_1.$$

Uit deze vergelijking volgt, dat de conversiesteilheid gelijk is aan de halve amplitude van de grondgolf van de steilheid als functie van den tijd, waarbij deze steilheidsvariatie met den tijd een gevolg is van de oscillatorspanning op een der roosters van de buis. Het zal duidelijk zijn, dat de amplitude S_1 van de grondgolf van de kromme — steilheid als functie van den tijd — afhankelijk is van de amplitude van de oscillatorspanning, evenals van de negatieve voorspanning op het rooster, waaraan de oscillatorspanning wordt toegevoerd.

In fig. 245 wordt het geval voorgesteld van een rechte steilheidskarakteristiek, waarbij de negatieve roostervoorspanning V_g' en de amplitude van de oscillatorspanning $V_{osc(top)}$ zoodanig zijn gekozen, dat de steilheid steeds grooter dan nul blijft. In dit geval verloopt de steilheid als functie van den tijd sinusvormig en de conversiesteilheid is dus eenvoudig gelijk aan de helft van de amplitude S_{top} van deze kromme.

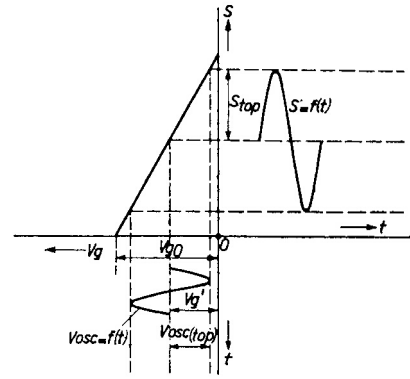


Fig. 245

Links boven: Rechte steilheidskarakteristiek (steilheid als functie van de roosterspanning) van het rooster van een buis, waaraan de oscillatorspanning wordt toegevoerd.

Links beneden: Oscillatorwisselspanning als functie van den tijd. De amplitude $V_{osc(top)}$ hiervan is kleiner dan de helft van de negatieve roosterspanning, waarbij de steilheid S gelijk is aan nul. De negatieve roostervoorspanning is zóó gekozen, dat de steilheid gedurende de geheele roosterwisselspanningsperiode grooter is dan nul.

Rechts boven: De steilheid als functie van den tijd.

Blijft bij veranderlijke amplitude van de oscillatorspanning de toestand steeds zoodanig, dat de steilheid gedurende de geheele wisselspanningsperiode grooter is dan nul, dan is het duidelijk, dat de amplitude S_{top} evenredig is met de amplitude van de oscillatorwisselspanning. In dit geval is dus de betrekking tusschen de oscillatorspanning en de conversiesteilheid al zeer eenvoudig.

Bij practische mengbuizen is de steilheidskromme $S = f(V_g)$ echter geen rechte lijn (we hebben het hier steeds over de steilheid van het rooster, waaraan de H.F. spanning toegevoerd wordt); ook wordt hier niet aan de voorwaarde voldaan, dat de roostervoorspanning zoodanig is, dat de steilheid gedurende de geheele wisselspanningsperiode grooter is dan nul. De steilheidskromme (steilheid als functie van den tijd), die ontstaat door een sinusvormige oscillatorwisselspanning, is dan sterk vervormd (zie fig. 250); de betrekking tusschen de amplitude van de grondgolf van de steil-

heidskromme en de oscillatorspanning is in dat geval niet meer eenvoudig. Dit is temeer zoo, waar in de meeste gevallen de negatieve voorspanning automatisch door een weerstand-condensatorkoppeling van de oscillatorspanningsamplitude afhankelijk is. Bij kleine amplituden van de oscillatorspanning is, bij automatische voorspanning, de automatisch opgewekte negatieve voorspanning aan het door de oscillatorspanning gestuurde rooster nog zoo gering, dat de steilheid gedurende de geheele wisselspanningsperiode grooter is dan nul. Bij deze spanningen neemt dus de amplitude van de grondgolf van de kromme — steilheid als functie van den tijd — nagenoeg lineair met de oscillatoramplitude toe. Dit is het geval tot aan amplituden, waarbij de negatieve roostergelijkspanning zoo groot wordt, dat de steilheid niet meer gedurende de geheele wisselspanningsperiode grooter is dan nul. De kromme, die de conversiesteilheid als functie van de oscillatoramplitude aangeeft, buigt dan naar beneden af en vertoont een zeker maximum. Fig. 246 toont een dergelijke kromme, $S_c = f(V_{osc})$, voor de triode-heptode ECH 4. Deze kromme vertoont duidelijk het bovenbeschreven verloop; de conversiesteilheid bereikt haar maximum bij een effectieve oscillatorspanning van ongeveer 8 V. Fig. 246 geeft tevens den inwendigen anodeweerstand R_i als functie van de oscillatorspanning. Nu is het bekend, dat de oscillatorspanning in een golflengtegebied van den ontvanger door allerlei omstandigheden sterk varieert. Dit zou ten gevolge kunnen hebben, dat de conversiesteilheid in een golflengtegebied niet constant blijft en de gevoeligheid van den ontvanger niet bij alle golflengten dezelfde is. Daar dit als ongewenscht beschouwd wordt, is het een gelukkige omstandigheid, dat de conversiesteilheidskromme in een vrij groot gebied van oscillatorspanningswaarden een vlak verloop vertoont. In fig. 246 verandert de conver-

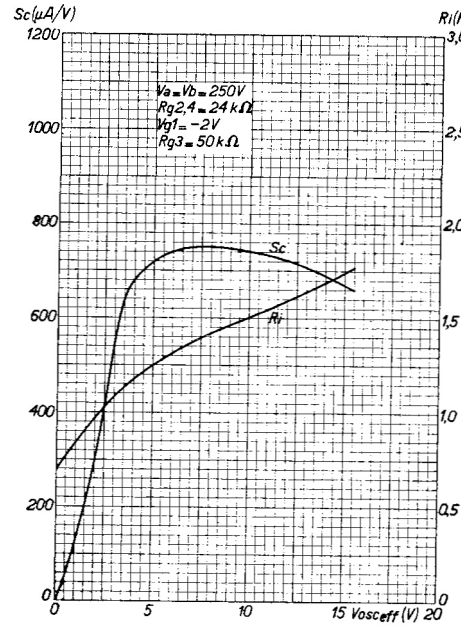


Fig. 246

Krommen, waardoor de afhankelijkheid van de conversiesteilheid S_c en den inwendigen weerstand R_i van de oscillatorspanning V_{osc} voor de buis ECH 4 wordt weergegeven.

siesteilheid van 750 tot 670 μA/V bij een variatie van de oscillatorspanning van 8 tot 15 V. Dit vlakke verloop van de conversiesteilheid kan nog in gunstigen zin worden beïnvloed door den vorm van de kromme, die de steilheid geeft van het rooster, waaraan de H.F. spanning ligt, als functie van de spanning aan het rooster, waaraan de oscillatorspanning ligt.

De steilheidsverandering door de oscillatorspanning van het rooster, waaraan de H.F. spanning ligt, kan op twee manieren worden bereikt en wel:

1) door de oscillatorspanning te leggen aan het rooster, waaraan de H.F. spanning ligt en
2) door de oscillatorspanning aan een ander, hiertoe in de buis aangebracht, rooster te leggen.

Op grond hiervan kan men de mengbuizen in twee groepen verdeelen:

1) mengbuizen, waarbij het oscillatorsignaal en het H.F. signaal aan dezelfde electrode (rooster) worden gelegd;
2) mengbuizen, waarbij het oscillatorsignaal en het H.F. signaal aan verschillende electroden (roosters) worden gelegd.

§ 2. Mengbuizen, waarbij de oscillatorspanning en het H.F. signaal aan dezelfde electrode worden gelegd

Indien men het oscillatorsignaal, dat doorgaans in een afzonderlijke buis wordt opgewekt, samen met het H.F. signaal aan het rooster van een versterkingsbuis, bijv. van een penthode, legt, zal, ten gevolge van de kromming der karakteristiek, in de anodeketen onder meer een wisselstroom met de verschilfrequentie ontstaan. Een principieele schakeling voor een trap, waarin de menging op deze wijze wordt verkregen. geeft fig. 247. De oscillatorspanning wordt met behulp van een koppelspoel in de kathodeleiding tusschen chassis (aarde) en kathode gebracht. Op deze wijze verandert de kathodespanning ten opzichte van aarde met de oscillatorfrequentie. De H.F. kring ligt tusschen rooster en aarde. Tusschen rooster en kathode bevinden zich dus de H.F. spanning en de oscillatorspanning.

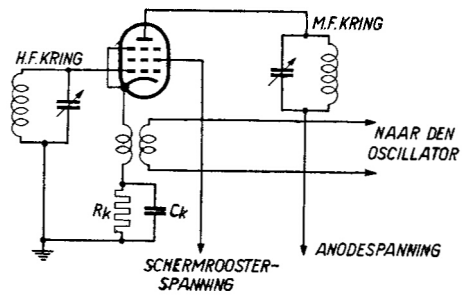


Fig. 247
Principieele schakeling van een mengbuis met gescheiden oscillator, waarbij het H.F. signaal en het oscillatorsignaal aan hetzelfde rooster liggen.

De oscillatorspanning, die doorgaans vrij groot is (verscheidene volts), bevindt zich op deze wijze niet tusschen rooster en aarde. Hierdoor wordt, ook indien geen H.F. versterkingsbuis voor den mengtrap is geschakeld, vermeden, dat de oscillatorspanning een sterke straling van de antenne veroorzaakt. Een dergelijke straling heeft storingen in naburige ontvangtoestellen ten gevolge en is daarom ongewenscht. Wil men dus de menging verkrijgen door het H.F. signaal en de oscillatorspanning tezamen tusschen rooster en kathode van een buis te brengen, dan moet de oscillatorspanning tusschen kathode en aarde worden gelegd.

Daar de gloeidraad doorgaans hoogfrequent aan aarde ligt, komt de oscillatorspanning, die zich tusschen kathode en aarde bevindt, ook tusschen kathode en gloeidraad te staan, en, ten gevolge van den aard van de isolatie tusschen kathode en gloeidraad, ontstaan hierdoor onregelmatige stroomen, die als ruisch of kraken in den luidspreker kunnen worden waargenomen.

Er bestaat bij deze schakeling de mogelijkheid, dat een aanzienlijk gedeelte van de oscillatorspanning via de rooster-kathodecapaciteit tusschen rooster en aarde komt te staan, waardoor, ondanks de voorzorg de oscillatorspanning tusschen kathode en aarde te leggen, toch nog straling van oscillatorfrequentie van de antenne mogelijk is.

Een ander en zeer groot nadeel is de in de schakeling van fig. 247 optredende sterke afhankelijkheid der conversiesteilheid van de oscillatorspanning, waardoor er in het ontvangtoestel voor gezorgd dient te worden, dat deze spanning in het geheele frequentiegebied zeer constant blijft.

Ten slotte is als nadeel te noemen de sterke terugwerking van den H.F.kring op den oscillator.

Om al deze redenen worden mengbuizen met een gemeenschappelijk rooster voor het H.F.signaal en voor het oscillatorsignaal in moderne ontvangtoestellen nauwelijks meer toegepast.

Onder de groep van mengbuizen, waarbij het ingangssignaal V_i en het hulp- of oscillatorsignaal V_h aan dezelfde electrode liggen, vallen ook de diodemengbuizen. Dioden worden tegenwoordig ook wel voor den mengtrap van superheterodyne ontvangers voor ultrakorte golven toegepast. Bij gebruik van mengbuizen voor normale omroepontvangers bij metergolven treden door den grooten looptijd der electronen allerlei moeilijkheden op (zie ook hoofdstuk XXIV) en levert het gebruik van dioden, waarin de afstand tusschen kathode en anode zeer kort kan zijn, voordeelen op.

Fig. 248 toont de principieele schakeling van een diode als mengbuis. De hoogfrequente wisselspanning V_i is in serie geschakeld met het

oscillatorsignaal V_h, dat tusschen de kathode en het chassis (aarde) wordt gelegd.

In serie met de diode is verder een M.F. kring geschakeld, die op het frequentieverschil tusschen ω_h en ω_i is afgestemd. Verder wordt de negatieve voorspanning van de diodeanode t.o.v. de kathode automatisch verkregen door middel van een lekweerstand R_1 in combinatie met een condensator C_1, waarvan de impedantie voor de middenfrequentie ω_0 klein is t.o.v. R_1. Ten gevolge van de oscillatorspanning V_h tusschen anode en kathode verandert, door de kromming van de I_a/V_akarakteristiek van de diode, de steilheid hiervan (het quotiënt van de zeer kleine anodestroomtoename en de bijbehoorende zeer kleine anodespanningstoename, dus het omgekeerde van den inwendigen weerstand) voor de H.F. spanning V_i in het rhythme van de oscillatorfrequentie, en op deze wijze wordt de gewenschte menging verkregen. De conversieversterking van den diodemengtrap is gegeven door:

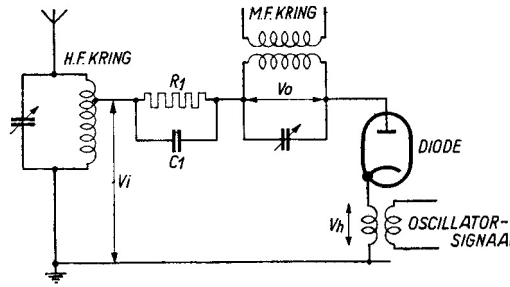


Fig. 248
Principieele schakeling van een mengtrap met diode.

$$(5) \qquad \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1}{2} S_1}{S_o + 1/R_o} \text{ [1]}.$$

Hierin is S_1 de grondgolf van de kromme, die de steilheid als functie van den tijd geeft, S_o de gemiddelde steilheid van de diode [zie verg. (1)] en R_o de impedantie van den M.F. kring voor de resonantiefrequentie. Voor groote oscillatorspanningen is $S_o = \frac{1}{2} S_1$. Wanneer nu $1/R_o$ klein is ten opzichte van S_o, hetgeen voor een groote impedantie van den M.F. kring het geval is, wordt voor de conversieversterking $V_o/V_i = 1$ gevonden. Dit is dus de grenswaarde van de conversieversterking van een diodemengtrap, die in de practijk meestal vrij goed wordt benaderd. Deze grenswaarde geldt voor de conversieversterking gerekend van den H.F. kring naar de primaire zijde van den M.F. transformator. Indien in den M.F. transformator opgetransformeerd wordt, is de conversieversterking, gerekend van den H.F. kring naar de

[1]) Zie J. Haantjes en B. D. H. Tellegen „De diode als mengbuis en als detector", Tijdschr. Ned. Radiogenootsch. 1943, M. J. O. Strutt „Moderne Kurzwellenempfangstechnik", uitgave van Julius Springer, blz. 159 en M. J. O. Strutt „Diode frequency changers", Wireless Engineer **13,** 1936, blz. 73—80. Zie verder ook M. J. O. Strutt, „Empfänger und Verstärker", uitgave van Julius Springer 1943, blz. 221 e.v.

secundaire zijde van den M.F. transformator, vanzelfsprekend grooter dan 1.

§ 3. Mengbuizen, waarbij de oscillatorspanning en het H.F. signaal aan verschillende electroden worden gelegd

Indien de oscillatorspanning en het H.F. signaal aan twee verschillende roosters van een buis worden gelegd, ontstaat in de anodeketen eveneens een wisselstroom met de verschilfrequentie van deze signalen. De electronenstroom naar de anode wordt dan achtereenvolgens door de beide roosters gestuurd. Nu zijn er in principe twee mogelijkheden, en wel:

a) de electronenstroom wordt eerst door het H.F. signaal en daarna door het oscillatorsignaal gestuurd;
b) de electronenstroom wordt eerst door het oscillatorsignaal en daarna door het H.F. signaal gestuurd.

Tot de groep b behooren bijvoorbeeld de zelfoscilleerende mengbuizen, zooals de octoden, terwijl tot de groep a de hexoden en heptoden behooren, die met een gescheiden of met een in de buis gebouwde oscillatorbuis werken.

a) Mengbuizen, waarbij de electronenstroom eerst door het H.F. signaal en daarna door de oscillatorspanning wordt gestuurd

De werking van deze soort van mengbuizen zal hier aan de hand van een **heptode,** dus een buis met 5 roosters met aparten oscillator, worden beschouwd. Aan het eerste rooster wordt het H.F. ingangssignaal gelegd, terwijl het oscillatorsignaal op het derde rooster komt te staan. De principieele schakeling van een heptode als mengbuis wordt in fig. 249 gegeven. Hierin stelt g_1 het eerste stuurrooster voor, waaraan het H.F. signaal wordt gelegd; g_2 en g_4 zijn schermrooster; g_3 is het stuurrooster voor het oscillatorsignaal. De electronenstroom wordt met behulp van g_2 door het eerste stuurrooster getrokken. Hierdoor verkrijgen de electronen een zoodanige snelheid, dat zij door de mazen van het schermrooster schieten en in de nabijheid van het tweede stuurrooster g_3 belanden. Ten gevolge van de negatieve spanning van g_3 ontstaat vóór dit rooster een ruimteladingswolk, waarvan de dichtheid grooter of kleiner is, naarmate g_1 meer of minder electronen doorlaat.

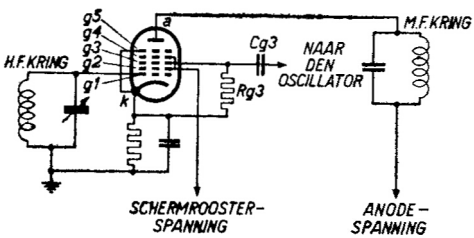


Fig. 249
Principieele schakeling van een mengheptode.

Uit deze pulseerende ruimteladingswolk trekt het schermrooster g_4 electronen door het stuurrooster g_3 heen. De electronenstroom wordt door de wisselspanning aan dit rooster opnieuw gestuurd en vervolgt dan zijn weg tot de anode. Het schermrooster tusschen g_1 en g_3 heeft ten doel, de capaciteit tusschen deze roosters zoo sterk mogelijk te verminderen, ten einde op deze wijze de terugwerking van den ingangskring op den oscillatorkring zoo gering mogelijk te houden. Door het schermrooster g_4, dat als het schermrooster in een schermroosterbuis werkt, verkrijgt de buis een hoogen inwendigen weerstand.

Het rooster g_5, tusschen g_4 en de anode, is een vangrooster, dat ten doel heeft, de secundaire emissie van de anode onschadelijk te maken.

Het eerste rooster heeft een bepaalde steilheid S_{ag1} ten opzichte van de anode. Deze steilheid is klaarblijkelijk afhankelijk van de spanning aan het derde rooster; bij een lage negatieve spanning aan dit rooster zullen immers meer electronen door dit rooster naar de anode vloeien dan bij een hooge negatieve spanning. De sturende werking van het eerste rooster is bij een grooten anodestroom uiteraard grooter dan bij een kleinen anodestroom. Men kan de steilheid S_{ag1} als functie van de spanning aan g_3 uitzetten en verkrijgt dan een kromme volgens fig. 250.

Indien het rooster 3 via een RC-keten volgens fig. 249 met de oscillatorspanning wordt gekoppeld, ontstaat over den lekweerstand een negatieve voorspanning met een gesuperponeerde wisselspanning. De steilheid varieert dan met de roosterspanning, op de wijze als in fig. 250 is aangegeven.

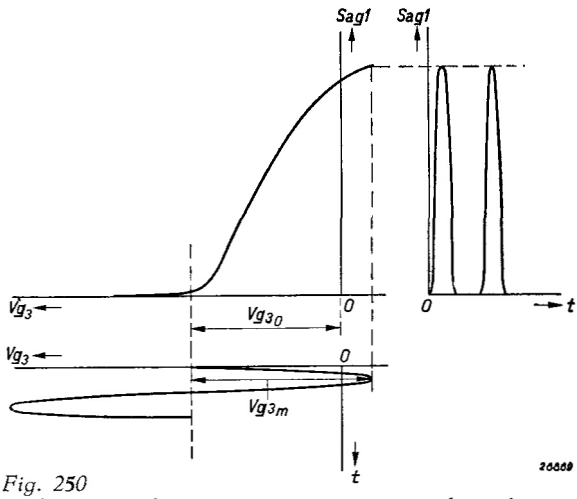


Fig. 250
Steilheid van het eerste rooster van een heptode ten opzichte van de anode, uitgezet als functie van de spanning aan het derde rooster bij een bepaalde vaste voorspanning aan het eerste rooster. Rechts wordt de steilheid van het eerste rooster als functie van den tijd gegeven, indien aan het derde rooster een sinusvormige wisselspanning met een amplitude V_{g3m} en een negatieve roosterspanning V_{g3o} worden gelegd.

In het maximum van de amplitude van V_{g3} in positieve richting zijn de steilheid van het eerste rooster en de versterking van de wisselspanning aan dit rooster maximaal. Ten gevolge van de wisselspanning aan g_3 varieert de steilheid van g_1 tusschen een maximale waarde en nul.

Rechts in fig. 250 is het verloop van de steilheid als functie van den tijd uitgezet. Deze tijdkromme blijkt niet sinusvormig te zijn. Het is echter mogelijk, de grondgolf van deze kromme langs grafischen weg te bepalen en hieruit de waarde van de conversiesteilheid te vinden. Deze is volgens § 1 gelijk aan de helft van de amplitude van de grondgolf van de steilheidskromme als functie van den tijd. Indien men deze constructie voor verschillende oscillatorspanningen en de daarbij behoorende negatieve roosterspanningen uitvoert, kan men de betrekking tusschen de conversiesteilheid en de oscillatorspanning vinden. Doorgaans wordt deze betrekking door meting bepaald en in den vorm van een kromme gepubliceerd (zie fig. 246).

De anodegelijkstroom hangt af van de oscillatorspanning aan het derde rooster. Fig. 251 geeft den anodestroom van dezelfde heptode als functie van de spanning aan het derde rooster, bij een gegeven negatieve spanning aan het eerste rooster. Uit deze figuur blijkt duidelijk, dat de anodegelijkstroom bij een kleine roosterwisselspanning grooter is dan bij een groote wisselspanning. De stroompieken van de stroomtijdkromme worden smaller, naarmate de wisselspanning aan het rooster toeneemt, en hierdoor daalt ook de anodegelijkstroom. De conversiesteilheid neemt hierbij tegelijkertijd toe, tot een zeker maximum is bereikt.

Deze figuur geldt bij toepassing van automatische negatieve roosterspanning met behulp van een lekweerstand. Indien een vaste negatieve roosterspanning wordt aangelegd, moet deze een zoodanige waarde hebben, dat de anodestroom bij afwezigheid van een oscillatorspanning vrijwel gelijk

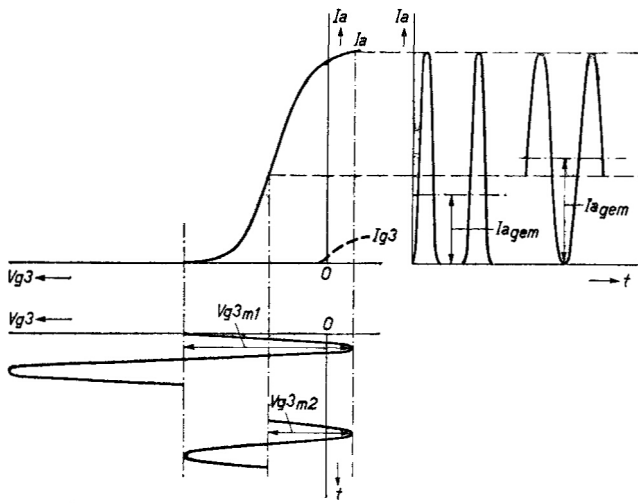


Fig. 251
Anodestroom van de heptode van fig. 250 als functie van de spanning aan het derde rooster, bij een bepaalde vaste negatieve spanning aan het eerste rooster. Rechts wordt de anodestroom als functie van den tijd gegeven, indien aan het derde rooster een groote en een kleine sinusvormige wisselspanning met de overeenkomende voorspanningen liggen.

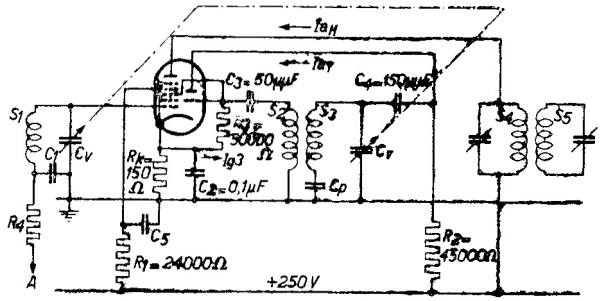


Fig. 252
Principieele schakeling voor de toepassing van de ECH 4 of ECH 21 als mengbuis.

is aan nul. De amplitude van de oscillatorspanning wordt daarbij zóó groot gekozen, dat de conversiesteilheid maximaal is. Bij een kleinere oscillatorspanning zal de anodegelijkstroom lager zijn dan bij automatische negatieve roosterspanning.

Moderne mengbuizen zijn meestal een hexode of heptode gecombineerd met een triode in een gemeenschappelijken ballon en met een gemeenschappelijke kathode. De Philips buizen ECH 3 en ECH 4 zijn voorbeelden van dergelijke combinaties. Men heeft dan het modulator- of mengsysteem tezamen gebouwd met het oscillatorsysteem. Fig. 252 geeft de principieele schakeling van een triode-heptode (van de ECH 4 of de ECH 21).

Het rooster van het oscillatorsysteem is bij de ECH 3 (triode-hexode) binnen in de buis direct met het derde rooster van het hexodesysteem verbonden. Bij de ECH 4, evenals de nieuwere ECH 21 (beide zijn triode-heptoden), zijn deze roosters niet binnenin de buis met elkaar verbonden en moet men de verbinding hiertusschen buiten de buis aanbrengen (dit heeft het voordeel, dat deze buizen daardoor ook voor andere doeleinden geschikt zijn). Op deze wijze ligt de oscillatorspanning, welke door het genereeren van de triode aan het rooster hiervan ontstaat, tevens direct aan het derde rooster van het modulatorgedeelte en beïnvloedt de steilheid hiervan op de gewenschte wijze. Verder stellen beide roosters zich automatisch op dezelfde negatieve roosterspanning in.

Bij menghexoden en -heptoden kan de conversiesteilheid worden geregeld en wel door de spanning aan het eerste rooster te veranderen, daar een gescheiden oscillator wordt gebruikt, die hetzij in denzelfden ballon, dan wel in een afzonderlijke buis is gemonteerd. De electronenstroom in de oscillatorbuis houdt dus in deze buizen geen verband met de spanning aan het eerste rooster van het menggedeelte, en de steilheid, zoowel als de oscillatorspanning, worden dientengevolge door een regeling op het menggedeelte nagenoeg niet beïnvloed.

b) **Mengbuizen, waarbij de electronenstroom eerst door de oscillatorspanning en daarna door de H.F. wisselspanning wordt gestuurd.**

Een andere groep van mengbuizen is, zooals vermeld, die, waarbij de electronenstroom het eerst door het oscillatorsignaal wordt gestuurd. Tot deze groep behooren de octoden. Hierbij wordt een gedeelte van den electronenstroom voor het opwekken van de oscillatortrilling in de buis zelf gebruikt. In fig. 253 wordt de principieele schakeling van een **octode** (buis met 8 electroden) gegeven. Ten einde een inzicht te verkrijgen in de werking van een octode, zal de uitvoering EK 2 van dit type worden uiteengezet.

Men kan de octode beschouwen als een buis, die bestaat uit een „onderste" gedeelte, waarin de oscillatortrilling wordt opgewekt, en een „bovenste" gedeelte, waarin de electronenstroom, die in het rhythme van de hulptrilling schommelt, door het H.F. signaal wordt gestuurd. De roosters 1 en 2 werken als stuurrooster en anode van een triode-oscillator. Het tweede rooster neemt een gedeelte van den pulseerenden electronenstroom, die door het eerste rooster vloeit, op en voert dit naar de terugkoppelspoel. Het tweede rooster (we kunnen hierbij eigenlijk niet meer van een rooster spreken) is zoo geconstrueerd, dat de sturende werking ervan op den resteerenden electronenstroom naar het „bovenste" gedeelte zoo gering mogelijk is. Om deze reden bestaat deze electrode slechts uit twee parallelloopende staafjes. De electronenstroom wordt door een schermrooster g_3 uit het „onderste" gedeelte weggezogen en stuwt zich dan op voor het negatieve stuurrooster g_4, waar weer een pulseerende ruimtelading ontstaat. Uit deze ruimtelading zuigt het schermrooster g_5 electronen door het stuurrooster g_4. Deze electronen snellen dan, na door de wisselspanning aan g_4 te zijn beïnvloed, door het schermrooster g_5 en het vangrooster g_6 en bereiken ten slotte de anode.

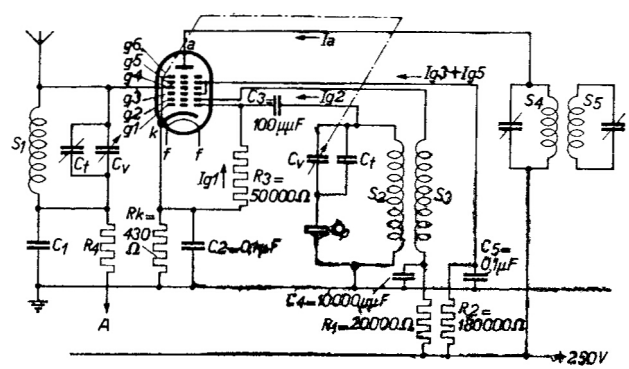


Fig. 253
Principieele schakeling van een octode mengbuis (type EK 2).

Het voordeel van deze opstelling is, dat het op deze wijze bij een zelfoscilleerende mengbuis mogelijk is, de conversiesteilheid door ver-

andering van de negatieve spanning aan het vierde rooster te regelen, zonder dat dit belangrijken invloed heeft op de oscillatorsteilheid. De oscillatorspanning blijft, ook bij zeer hooge negatieve spanningen aan het vierde rooster, vrijwel constant.

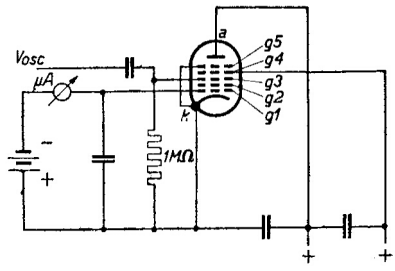


Fig. 254
Principe van de meting van den looptijdstroom aan een heptode.

§ 4. Nevenverschijnselen bij mengbuizen [1])

a) Looptijdstroom

De looptijdstroom treedt in het bijzonder op bij mengbuizen volgens het hexode- of heptodetype. Fig. 254 geeft het principe van de meting van den looptijdstroom bij een heptode. Bij zeer hooge frequenties in het kortegolfgebied zal men constateeren, dat een aanmerkelijke stroom door den microampèremeter vloeit. Deze stroom veroorzaakt demping van den aangesloten kring of een zoodanige negatieve roosterspanning over den lekweerstand, dat het werkpunt aanzienlijk wordt verschoven en de versterking van de buis daardoor belangrijk achteruitgaat. Dezen stroom noemt men **looptijdstroom,** daar hij moet worden toegeschreven aan den eindigen looptijd van de electronen in de buis.

Eenige electronen, die vóór het derde rooster omkeeren, kunnen, ten gevolge van de hoogfrequente wisselspanning aan het derde rooster, op hun betrekkelijk langen weg een zoodanige snelheid verkrijgen, dat zij tegen de negatieve potentiaal van het eerste rooster oploopen en een roosterstroom veroorzaken. Bij een hexode of een heptode is de looptijdstroom ongeveer evenredig met het kwadraat van de frequentie der wisselspanning aan het derde rooster en met het kwadraat van de grootte van deze spanning. Verder is de looptijdstroom evenredig met het kwadraat van den afstand tusschen de roosters 2 en 3 en omgekeerd evenredig met de spanning aan rooster 2. Bij hexoden is de looptijdstroom doorgaans aanmerkelijk grooter dan bij octoden. Bij een bepaalde hexode bedraagt hij bijvoorbeeld bij een golflengte van 10 m 22 μA en bij een octode 3—4 μA. Men kan bij hexoden en heptoden den looptijdstroom belangrijk verminderen door het kleiner maken van den afstand tusschen de roosters 2 en 3 en door het verkleinen van de oscillatorspanning. Daardoor vormt zich een geringere ruimtelading en wordt de looptijd van de electronen tusschen deze roosters kleiner.

[1]) Zie ook de desbetreffende publicaties van M. J. O. Strutt, vgl. literatuuroverzicht achterin dit boek.

b) **Inductie-effect** [1])

Bij mengbuizen volgens het octodeprincipe wordt, vooral onder in het kortegolfgebied, een **electronische koppeling** tusschen de roosters 1 en 4 waargenomen, waardoor de conversieversterking afneemt. Deze electronische koppeling wordt **inductie-effect** genoemd. Door het inductie-effect ontstaat over den ingangskring een wisselspanning met een frequentie gelijk aan die van den oscillatorkring, die onder omstandigheden eenige volts kan bedragen. Deze spanning is afhankelijk van de eigenschappen van den ingangskring, van de toegepaste middenfrequentie en van de oscillatorwisselspanning.

Indien de frequentie van den oscillator hooger is dan die van het ontvangen signaal, zal de spanning aan het rooster 4 in tegenfase zijn met de oscillatorspanning aan rooster 1. De storende spanning aan rooster 4 heeft in dat geval dus dezelfde uitwerking als een vermindering van de oscillatorspanning aan rooster 1, met als gevolg de reeds genoemde vermindering van de conversieversterking. Indien geen H.F. trap aan den mengtrap voorafgaat, wordt door de inductiespanning op het vierde rooster bovendien storing in naburige ontvangtoestellen veroorzaakt. Als deze spanning al te groote waarden aanneemt, kan hierdoor ook nog roosterstroom ontstaan, hetgeen neerkomt op een demping van den ingangskring.

De inductiespanning aan het vierde rooster kan als volgt worden verklaard. De dichtheid van de electronen, die voor het vierde rooster een ruimtelading vormen, verandert onder den invloed van de oscillatorspanning aan het eerste rooster. Deze electronenwolk heeft een bepaalde capaciteit ten opzichte van het vierde rooster; een ladingsverandering van deze wolk heeft dus tevens ten gevolge, dat door influentie de lading van het vierde rooster verandert. Indien de frequentie van den oscillatorkring hooger is dan die van den ingangskring, zal de impedantie van den laatstgenoemden kring voor de oscillatorfrequentie een capacitief karakter hebben. De ruimtelading voor het vierde rooster vormt met het vierde rooster zelf een condensator. Indien nu het vierde rooster t.o.v. de kathode een capaciteit vormt

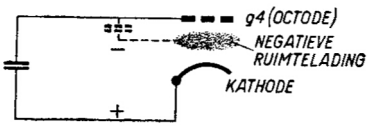


Fig. 255
Voorstelling van den capacitieven spanningsdeeler tusschen de ruimtelading voor het vierde rooster van een octode en de kathode, die ontstaat, wanneer de kring tusschen het vierde rooster en de kathode een capacitief karakter heeft voor de frequentie, waarin de dichtheid van de ruimtelading varieert.

[1]) Zie M. J. O. Strutt, „Moderne Mehrgitterelektronenröhren", uitgave van Julius Springer, 1940, 2e druk, blz. 76.

door het capacitieve karakter van den kring tusschen deze electroden, hebben we tusschen de ruimtelading en de kathode een capacitieven spanningsdeeler (zie fig. 255). Beweegt de wisselspanning aan het eerste rooster zich in positieve richting, dan neemt de dichtheid van de ruimtelading toe, d.w.z. de negatieve lading ervan wordt grooter, en de op het vierde rooster geïnfluenceerde lading eveneens. Dientengevolge ontstaat tusschen het vierde rooster en de kathode een wisselspanning, die in tegenfase is met de wisselspanning tusschen het eerste rooster en de kathode.
Indien de frequentie van den oscillator daarentegen lager is dan die van het ontvangen signaal, zal de impedantie van den ingangskring nagenoeg een inductief karakter hebben, zoodat de spanning, die aan het vierde rooster wordt opgewekt, ongeveer 180° in fase gedraaid is t.o.v. de spanning, die over den kring ontstaat bij een capacitief gedrag ervan, en dus in fase is met de oscillatorspanning. Het is daarom van voordeel, de oscillatorfrequentie in het kortegolfgebied lager te kiezen dan de frequentie, waarop de ingangkring is afgestemd.
Gezien de fase van de spanning, die op het vierde rooster wordt geïnfluenceerd, kan de electronische koppeling tusschen de roosters 1 en 4 worden vergeleken met een **negatieve capaciteit** tusschen deze roosters. Deze capaciteit bestaat echter niet in omgekeerde richting, d.w.z. van rooster 4 naar rooster 1, daar het vierde rooster weinig invloed heeft op de electronen rondom het eerste rooster. Voor een effectieve oscillatorspanning van de octode AK 2 van ca. 8,5 V heeft deze capaciteit een waarde van ongeveer 2 $\mu\mu$F. Indien men buiten de buis een kleinen condensator van deze waarde tusschen de roosters 1 en 4 schakelt, zal de electronische koppeling in het middengolfgebied nagenoeg verdwijnen, daar dan ook via dezen condensator de oscillatorspanning, nu echter in tegenfase, op het vierde rooster wordt gebracht. Zoodoende bestaat een wederzijdsche compensatie tusschen deze beide spanningen aan het vierde rooster en blijft een vermindering van de conversiesteilheid achterwege.

De volgende factoren zijn op de grootte van de storende oscillatorspanning op het vierde rooster van invloed:

1) De inductiespanning neemt af naarmate de capaciteit van den afstemcondensator in een golflengtegebied toeneemt. De electronische koppeling is in een gegeven golflengtegebied omgekeerd evenredig met de derde macht van de frequentie.

2) Bij een gegeven stand van den afstemcondensator in den ingangskring is de electronische koppeling evenredig met de frequentie,

indien deze door wijziging van het golflengtegebied (andere stand van den golflengteschakelaar) wordt veranderd.

3) De electronische koppeling is omgekeerd evenredig met de middenfrequentie, d.w.z. met het verschil tusschen de frequentie van het ontvangen signaal en die van den oscillator.

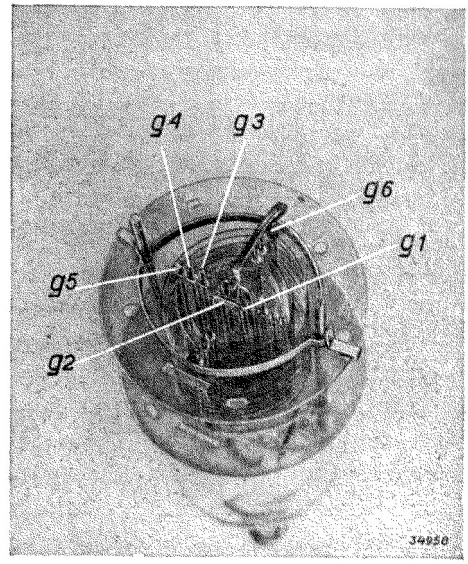


Fig. 256
Fotografische opname van het electrodensysteem van de batterijoctode DK 21. De twee staafjes van g_3 liggen parallel met de steunstaafjes van rooster g_4 en zijn met het eerste (oscillatorrooster) verbonden. Ten gevolge van de capaciteit tusschen g_3 en g_4 wordt een compensatie van het inductieëffect bereikt.

Bij de octode EK 2 wordt de eenzijdige negatieve capaciteit tusschen de roosters 1 en 4 door doelmatige keuze van spanningen aan de electroden sterk verminderd. Verder wordt de electronische koppeling bij de EK 2 opgeheven door een kleinen condensator, die in de buis tusschen de roosters 1 en 4 is gemonteerd. Bij de batterijoctode DK 21 is de compensatie van de negatieve eenzijdige capaciteit tusschen het eerste en het vierde rooster bereikt door het opstellen van twee staafjes (g_3 in fig. 256) in de nabijheid van de steunstaafjes van het vierde rooster. De twee staafjes van g_3 zijn met het eerste rooster, dat de oscillatorspanning voert, verbonden (in deze octode is geen schermrooster tusschen de oscillatoranode g_2 en het stuurrooster g_4 aanwezig).

Bij wijziging van de oscillatorspanning verandert de inductiespanning slechts weinig. Hieruit volgt, dat de genoemde eenzijdige negatieve capaciteit van rooster 1 naar rooster 4 bij wijziging van de oscillatorwisselspanning sterk moet veranderen. De positieve capaciteit, die ter neutraliseering van het inductieëffect tusschen de roosters 1 en 4 wordt geschakeld, kan het inductieëffect dus uitsluitend bij een bepaalde oscillatorspanning opheffen. Het is van belang dit nauwkeurige neutraliseeringspunt naar de onderzijde van een golflengtegebied te leggen, daar de inductiespanning des te sneller afneemt, naarmate men verder van de onderzijde van een golflengtegebied verwijderd is (zie hierboven onder 1).

De voorstelling, het inductieëffect in het middengolfgebied als een eenzijdige negatieve capaciteit van rooster 1 naar rooster 4 te beschouwen, gaat voor het kortegolfgebied niet meer op. In het kortegolfgebied kan het inductieëffect niet meer door een positieve capaciteit worden gecompenseerd en blijft steeds een resteerende inductiespanning op het vierde rooster staan. Dit verschijnsel moet worden toegeschreven aan den eindigen looptijd van rooster 1 naar rooster 4. Hierdoor komen de electronen bij hooge frequenties eenigszins vertraagd bij het vierde rooster aan. De inductiespanning ijlt ten opzichte van de wisselspanning aan het eerste rooster na, zoodat de fase ervan wordt verschoven. De inductiewerking kan in dit geval worden voorgesteld door een eenzijdige negatieve capaciteit in serie met een eenzijdigen negatieven weerstand tusschen de roosters 1 en 4. Deze inductiewerking kan worden opgeheven door tusschen de roosters 1 en 4 een capaciteit in serie met een weerstand op te nemen.

Bij schakeling van een vasten weerstand in serie met een vasten condensator, geldt de compensatie van het inductieëffect echter uitsluitend voor een bepaalde oscillatorspanning. Het is doelmatig, het oscillatorgedeelte zoodanig in te stellen, dat de oscillatorwisselspanning onder in een golflengtegebied deze waarde heeft.

Bij een van de laatste uitvoeringen van mengbuizen volgens het octodeprincipe, de octode EK 3 met 4 electronenbundels, wordt een dergelijke compensatie bereikt door een weerstand, die in serie met een condensator in de buis is gemonteerd (zie fig. 257). Het inductieeffect van een gemiddelde buis wordt hierdoor, bij een effectieve oscillatorspanning van circa 12 V, gecompenseerd. Bij buizen volgens het hexode- of heptodeprincipe komt het inductieëffect ook voor. De electronen, die zich door het eerste rooster (stuurrooster) en het tweede rooster (schermrooster) naar het derde rooster (modulatierooster) bewegen, keeren gedeeltelijk voor het laatste rooster om, wanneer dit tijdens de negatieve periode van de oscillatorspanning sterk negatief is. Deze terugkeerende electronen bewegen zich weer

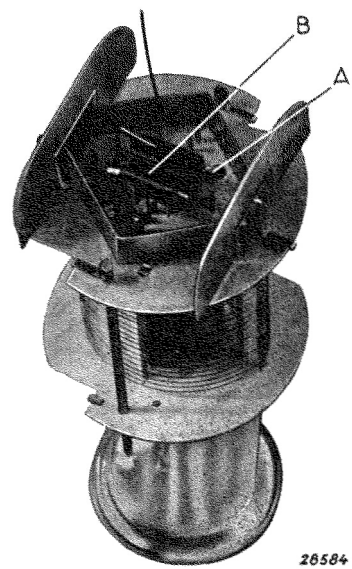


Fig. 257
Bovenaanzicht van de inwendige constructie der octodemengbuis EK 3. In deze figuur kan men de in de buis aangebrachte compensatie van het inductieëffect duidelijk onderscheiden
A = condensator
B = weerstand

door het tweede rooster in de richting van het eerste rooster en, daar dit eveneens negatief is, keeren ze gedeeltelijk ook bij dit rooster om, om zich weer in de richting van het tweede rooster te begeven. Er ontstaat zoodoende tusschen rooster 1 en rooster 2 een negatieve ruimtelading, die periodisch in het rhythme van de oscillatorspannng varieert (zie fig. 258). Deze varieerende ruimtelading influenceert op het eerste rooster een schommelende lading.

Wanneer de kring tusschen kathode en rooster g_1 een capacitief karakter heeft voor de frequentie, waarin de ruimtelading schommelt, hebben we weer een capacitieven spanningsdeeler tusschen de ruimtelading en de kathode. In tegenstelling met het geval van een octode, neemt echter de dichtheid van de ruimtelading buiten het eerste rooster toe, wanneer de spanning op het derde rooster zich in negatieve richting beweegt (bij de octode, wanneer de spanning op het eerste rooster zich in positieve richting beweegt). De op het eerste rooster geïnfluenceerde lading neemt dus toe, wanneer de spanning op het oscillatorrooster g_3 zich in negatieve richting beweegt; de inductiespanning op het eerste rooster is dientengevolge in fase met de oscillatorspanning en ondersteunt dus min of meer de menging. Deze inductiespanning van oscillatorfrequentie staat echter over den H.F. ingangskring en kan storing in naburige ontvangers veroorzaken.

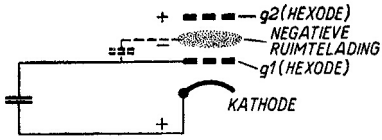


Fig. 258
Voorstelling van den capacitieven spanningsdeeler tusschen de ruimtelading buiten het hoogfrequentrooster g_1 van een hexode (of heptode) en de kathode. Deze capacitieve spanningsdeeler vormt zich, wanneer de kring tusschen g_1 en kathode een capacitief karakter heeft voor de frequentie, waarin de dichtheid van de ruimtelading varieert.

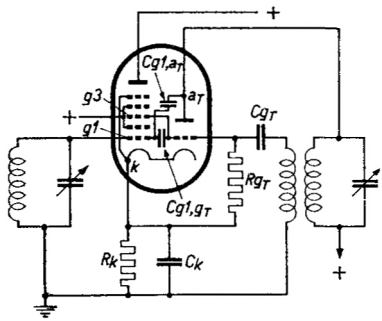


Fig. 259
Voorstelling van de capacitieve koppeling tusschen het H.F. ingangsrooster en de oscillatoranode, evenals tusschen het oscillatorrooster en het H.F. ingangsrooster van een triode-heptode.

Het inductieëffect van een hexode of heptode kan voorgesteld worden door de aanwezigheid van een in één richting werkende positieve capaciteit tusschen rooster 3 en rooster 1, die dus van rooster 1 naar rooster 3 niet werkzaam is. Deze schijnbare capaciteit is bij hexoden en heptoden ongeveer een factor 10 kleiner dan bij octoden, daar de ruimtelading, die zich in de nabijheid van het eerste rooster ten gevolge van terugkeerende electronen vormt, veel minder dicht is dan de ruimte-

lading voor het vierde rooster van een octode.
Bij triode-hexoden en triode-heptoden bestaan tusschen de oscillatoranode en het H.F. ingangsrooster g_1, evenals tusschen het oscillatorrooster en g_1, capacitieve koppelingen (zie fig. 259). Indien de H.F. kring tusschen g_1 en de kathode voor de oscillatorfrequentie een capacitief karakter heeft ($\omega_h > \omega_i$), zal de koppeling over de capaciteit $C_{g_1a_T}$ een wisselspanning aan het rooster g_1 opleveren, die in tegenfase is met de oscillatorwisselspanning op het rooster g_3 en die dus de neiging heeft, de conversiesteilheid te verminderen. De koppeling via de capaciteit $C_{g_1g_T}$ levert daarentegen aan het rooster g_1 een spanning op, die in fase is met de oscillatorspanning aan rooster g_3.
Het hangt nu van de grootte van de capaciteiten $C_{g_1a_T}$ en $C_{g_1g_T}$ en van de wisselspanningen aan de anode en het rooster van het triodegedeelte af, of de resulteerende spanning aan het rooster g_1 van het modulatorgedeelte in fase of in tegenfase is met de oscillatorspanning aan g_3, en of dientengevolge een toename of een afname van de conversiesteilheid plaats heeft.

c) **Frequentieverschuiving**

Onder **frequentieverschuiving** verstaat men de ongewenschte verandering van de oscillatorfrequentie, die bij een eenmaal ingestelde afstemming kan optreden. Hierdoor verandert ook de middenfrequentie, welke dientengevolge buiten de afstemming van den M.F. versterker kan vallen. Bij een kleinere schommeling van de oscillatorfrequentie zal de middenfrequentie naast de piek van de M.F. resonantiekromme komen te liggen en worden de zijbanden niet meer in gelijke mate versterkt, hetgeen tot vervorming in den detector aanleiding geeft. Bij een groote frequentieverschuiving zal de middenfrequentie, die bij de menging ontstaat, zoo ver buiten de M.F. resonantiekromme komen te liggen, dat deze door den M.F. versterker nagenoeg niet meer wordt versterkt. Het signaal is dan vrijwel geheel verdwenen en men moet de afstemming van den oscillator bijregelen, om het opnieuw te verkrijgen.
Beschouwt men eerst het geval van een gescheiden oscillatorbuis, dan kan frequentieverschuiving ontstaan door veranderingen in de ruimtelading vóór het eerste rooster van de oscillatorbuis. De ruimtelading kan men beschouwen als een vergrooting van de rooster-kathodecapaciteit, en wanneer deze capaciteit direct parallel aan de afstemcapaciteit van den aangesloten oscillatorkring ligt, zal de verandering der ruimtelading van invloed zijn op de afstemming van dezen kring. Een verandering van de anodespanning van de oscillatorbuis en van de gloeispanning, die bijvoorbeeld door schommelingen van de netspan-

ning kunnen worden veroorzaakt, beïnvloedt de dichtheid van de ruimtelading, en hierdoor ontstaat dan frequentieverschuiving. Indien men den oscillatorkring in de anodeleiding opneemt en de terugkoppelspoel in de roosterleiding, dan wordt de capaciteitsverandering via de terugkoppelspoel in den oscillatorkring getransformeerd. Als de terugkoppeling nu zoodanig is, dat van de terugkoppelspoel uit wordt opgetransformeerd, zal de capaciteitsverandering in den oscillatorkring door dit transformeeren worden verminderd. De schakeling van den oscillatorkring in de anodeketen biedt dus, wat betreft de frequentieverschuiving, voordeelen, indien deze niet door andere oorzaken worden teniet gedaan. Het nadeel ervan is echter, dat de schakeling ingewikkelder wordt.

Vanzelfsprekend zal de capaciteitsverandering door de dichtheid van de ruimtelading den grootsten invloed op de afstemming van den oscillatorkring hebben, indien de capaciteit van den oscillatorkring het kleinst is. Het zal ook duidelijk zijn, dat de frequentieverandering, in getallen uitgedrukt, bij hooge frequenties grooter zal zijn dan bij lage frequenties, zoodat frequentieverschuiving, vooral in het kortegolfgebied, ontoelaatbare waarden kan aannemen.

Indien de oscillatorbuis en de mengbuis in één ballon zijn ondergebracht en beide denzelfden electronenstroom gebruiken, kan de ruimtelading vóór het stuurrooster van de oscillatorbuis niet alleen door de spanning van de oscillatoranode, maar ook door de gelijkspanningsvariaties aan de andere electroden worden beïnvloed. Zoo wordt de ruimtelading vóór het eerste rooster bij de octoden AK 2 en EK 2 door het leggen van een negatieve regelspanning aan het vierde rooster beïnvloed, waardoor frequentieverschuiving ontstaat. De electronen, die vóór het vierde rooster worden teruggedrongen, komen weer gedeeltelijk in de ruimtelading vóór de roosters 1 en 2 terug en zijn zoodoende op de dichtheid van de ruimtelading en op de afstemming van den oscillatorkring van invloed. Bij een golflengte van 200 m en langer zal men bij deze octoden van een frequentieverschuiving niet veel merken. In het kortegolfgebied neemt echter de frequentieverschuiving ontoelaatbare waarden aan. Bij de AK 2 werd bijv. een capaciteitsverandering van 0,2 tot 0,3 $\mu\mu$F gemeten bij het regelen van de voorspanning aan het vierde rooster van –2 naar –20 V. Een capaciteitsverandering van 0,2 $\mu\mu$F veroorzaakt bij een golflengte van 12 m en een totale capaciteit van den trillingskring van 50 $\mu\mu$F een frequentieverschuiving van 50 kHz. (Deze frequentieverschuiving neemt in een golflengtegebied toe met de derde macht van de frequentie.) Met het oog op de groote waarden, die de frequentieverschuiving bij gebruik van de AK 2 of de EK 2 in het kortegolfgebied kan aannemen, moet de negatieve rooster-

spanning van deze buizen in dit gebied niet geregeld worden.
Bij hexoden en heptoden met gescheiden oscillatorbuis kan de capaciteitsverandering van het derde rooster op de afstemming van den oscillatorkring nauwelijks invloed uitoefenen. Deze capaciteit ondervindt slechts zeer weinig invloed van netspanningsvariaties en ook, indien een negatieve regelspanning aan het eerste rooster wordt gelegd, kan de capaciteitsverandering van het derde rooster door juiste constructie van de buis gering worden gehouden. Door de koppeling van het derde hexoderooster met den oscillatorkring los te houden, bijv. door den oscillatorkring in de anodeleiding van de oscillatorbuis op te nemen en de terugkoppelspoel met het rooster hiervan te koppelen, kan de invloed van deze capaciteitsverandering bovendien nog sterk worden verminderd.
Indien, bij gebruik van de ECH 3 (triode-hexode), de oscillatorkring in de anodeketen en de terugkoppelspoel in de roosterketen van het triodegedeelte worden opgenomen, bedraagt de frequentieverschuiving, bij een netspanningsvariatie van 10% en een golflengte van 15 meter, minder dan 1 kHz. Bij volledige regeling van de conversiesteilheid is de frequentieverschuiving, voor $\lambda = 15$ m en voor een capaciteit van den oscillatorkring van 50 $\mu\mu$F, minder dan 2 kHz. Onder deze omstandigheden is voor de ECH 4 (triode-heptode) de frequentieverschuiving, ten gevolge van de volledige regeling van de conversiesteilheid, minder dan 3 kHz.
Bij de octoden AK 2 en EK 2 wordt de frequentieverschuiving in het kortegolfgebied vergroot door de omstandigheid, dat een verandering van de spanningen aan de electroden en de hieruit voortvloeiende verandering van den stroom naar het tweede rooster, een steilheidsverandering en dientengevolge een schijnbare verandering van de oscillatorcapaciteit doen ontstaan. Ten gevolge van den looptijd der electronen is de wisselstroom van de oscillatoranode in het kortegolfgebied nl. niet meer in fase met de wisselspanning van het oscillatorrooster. Door dit naijlen van den anodestroom induceert de terugkoppelspoel een wisselspanning in den oscillatorkring, die met den wisselstroom in den oscillatorkring niet in fase is. Deze spanning kan in twee componenten worden ontleed, waarvan de eene met den stroom van den oscillatorkring in fase is en zoodoende den kring ontdempt, terwijl de andere 90° ten opzichte van den stroom is verschoven. De laatste component zou echter ook door een toegevoegde capaciteit in den kring worden opgewekt en dientengevolge komt het effect overeen met een vergrooting van de capaciteit. Een netspanningsverandering, die een steilheidsverandering van het oscillatorgedeelte van een AK 2 of EK 2 teweeg bengt, veroorzaakt dus een variatie van deze schijnbare capaciteit en dientengevolge frequentieverschuiving.

Bij de octode EK 3 is de frequentieverschuiving sterk verminderd, en wel:

1) door de terugwerking van de voorspanning aan het 4e rooster op de ruimteladingen in het oscillatorgedeelte van de buis te vermijden en

2) door den looptijd van de electronen in het oscillatorgedeelte te verkorten.

In de EK 3 wordt dit bereikt door van het principe der electronenbundeling gebruik te maken en door het oscillatorgedeelte nagenoeg volledig af te schermen.[1]) Bij de buis EK 3 is de frequentieverschuiving daardoor zoo gering, dat deze buis ook in het kortegolfgebied kan worden geregeld. Bij een golflengte van 15 m bedraagt de frequentieverschuiving, indien de capaciteit van den oscillatorkring 50 $\mu\mu$F is, voor een verandering van de voorspanning van het vierde rooster van –2 naar –20 V, 4,5 kHz.

d) **Fluittonen**[2])

Indien zich aan den detector van een superheterodyne ontvangtoestel behalve de middenfrequentie nog een tweede signaal bevindt, waarvan de frequentie slechts weinig van die van het M.F. signaal afwijkt, ontstaat in den luidspreker een **fluittoon.** De toonhoogte van dezen fluittoon wordt bepaald door het verschil van de frequenties van de beide signalen aan den detector. Dit ongewenschte signaal kan op alle mogelijke wijzen ontstaan. Zoo is het mogelijk, dat aan het H.F. rooster van de mengbuis behalve het ontvangen signaal ook een storend signaal ligt, waarvan de frequentie ongeveer gelijk is aan de middenfrequentie. Het storend signaal wordt door het modulatorgedeelte rechtstreeks versterkt en veroorzaakt in de anodeketen een middenfrequenten wisselstroom, terwijl het ontvangen signaal, door menging met het oscillatorsignaal, eveneens in de anodeketen een wisselstroom met de middenfrequentie doet ontstaan. Door de beide M.F. signalen zal in den detector een verschilfrequentie ontstaan, die in den luidspreker als een storende fluittoon wordt waargenomen.
Een storende fluittoon kan ook ontstaan, indien bijv. een harmonische van den oscillator, die eveneens aan het modulatierooster van de mengbuis ligt, met een harmonische van het ingangssignaal, die door de

---

[1]) Zie ook J. L. H. Jonker en A. J. W. M. van Overbeek, Wireless Engineer **15**, 1938, blz. 423—431.
[2]) Zie ook M. J. O. Strutt, Wireless Engineer **12**, 1935, blz. 194—197 en M. J. O. Strutt „Verstärker und Empfänger", uitg. van Julius Springer 1943, blz. 224 e.v.

kromming van de karakteristiek van de modulatorbuis wordt veroorzaakt, een signaal doet ontstaan, waarvan de frequentie slechts weinig van de middenfrequentie afwijkt.
Verder bestaat een mogelijkheid voor het ontstaan van een fluittoon, indien bijv. een krachtig ongewenscht signaal tot het rooster van de mengbuis doordringt en de frequentie van dit signaal zoodanig is, dat het met een harmonische van den oscillator een frequentie doet ontstaan, die ongeveer gelijk is aan de middenfrequentie. Indien de middenfrequentie bijv. 125 kHz bedraagt en het toestel op een zender met een frequentie van 600 kHz (= 500 meter) is afgestemd, bedraagt de oscillatorfrequentie 725 kHz. De tweede harmonische bedraagt dan 1450 kHz en kan men een signaal van 1324 kHz (= 226 meter) een frequentie van 126 kHz doen ontstaan. De fluittoon zal dan een frequentie van 1000 Hz hebben.
In de eerste plaats komen echter de storingen door de spiegelfrequentie in aanmerking. Indien het toestel op de frequentie 1000 kHz is afgestemd en de middenfrequentie 125 kHz bedraagt, heeft het oscillatorsignaal een frequentie van 1125 kHz. Door een signaal, dat ongeveer het dubbele bedrag van de middenfrequentie van het afgestemde signaal verschilt, en doorgaans **spiegelsignaal** wordt genoemd, ontstaat echter in de anodeketen eveneens de middenfrequentie. Stel de frequentie van dit signaal bedraagt 1249 kHz; in de anodeketen ontstaat dan een frequentie van 1249 — 1125 = 124 kHz. Daar de frequentie van het signaal van 1249 kHz niet sterk van die van het signaal van 1000 kHz afwijkt, kan onder bepaalde omstandigheden een zeer krachtig signaal van deze frequentie op het rooster van de mengbuis komen te staan en tot hevige fluittonen aanleiding geven. Naarmate de middenfrequentie hooger is, zal het verschil in frequentie tusschen het ongewenschte signaal en het spiegelsignaal grooter zijn en des te beter kan het storende signaal door de voorafgaande kringen worden uitgezeefd. Een hooge middenfrequentie biedt in dit opzicht groote voordeelen.
Een groote verscheidenheid van mogelijkheden kan tot fluittonen aanleiding geven. Hieronder wordt een korte opsomming van deze mogelijkheden gegeven. Hierin wordt de frequentie van het gewenschte signaal door f_1 en die van het storende signaal door f_2 aangeduid.

1) De storende frequentie is gelijk aan de middenfrequentie:

$$f_2 = \text{M.F.}$$

2) Storing door de spiegelfrequentie:

$$f_2 = f_1 + 2 \times \text{M.F.}$$

3) De storende frequentie vormt, door menging met het afgestemde signaal, de middenfrequentie:

$$f_2 = f_1 \pm \text{M.F.}, \text{ of}$$

$$f_2 = \text{M.F.} - f_1$$

4) Een harmonische van den oscillator vormt met de storende frequentie of een harmonische van de storende frequentie de middenfrequentie:

$$n(f_1 + \text{M.F.}) \pm mf_2 = \pm \text{M.F.}$$

Hierin zijn n en m geheele getallen.

5) Een harmonische van den oscillator vormt met een harmonische van het afgestemde signaal de middenfrequentie:

$$n(f_1 + \text{M.F.}) \pm mf_1 = \pm \text{M.F.}$$

Het ligt voor de hand, dat men, ten einde het aantal fluittonen zoo gering mogelijk te houden, ervoor moet zorgen, dat geen storende signalen het rooster van de mengbuis bereiken en dat die signalen, welke niet kunnen worden vermeden, zoo zwak mogelijke fluittonen veroorzaken. In de eerste plaats moet dus de selectiviteit van de kringen, die aan de mengbuis voorafgaan, zoo goed mogelijk zijn. Daarom worden bij voorkeur twee afgestemde H.F. kringen toegepast.
Door een hooge middenfrequentie te kiezen vermindert men de kans op storing door de spiegelfrequentie. Men dient de middenfrequentie zoodanig te kiezen, dat het geringste aantal fluittonen op de afstemschaal voorkomt, waarbij men rekening moet houden met de radio-ontvangst ter plaatse.
Onder bepaalde omstandigheden kan men een fluittoon op een bepaalde plaats van de afstemschaal opheffen, door in het toestel een zeefkring voor de storende frequentie op te nemen.
De selectiviteit van de voorafgaande kringen of een zeefkring hebben geen invloed op de onder 5 genoemde mogelijkheid voor het ontstaan van fluittonen. Het is daarom van belang, dat de mengbuis zoo weinig mogelijk harmonischen van het ingangssignaal opwekt, hetgeen door een gunstige karakteristiekvorm kan worden bereikt.
Fig. 260 geeft eenige krommen voor de buizen EH 2, EK 2 en EK 3, waardoor de sterkte van den fluittoon in den luidspreker ten gevolge van de tweede harmonische van het ingangssignaal, die wel het sterkst

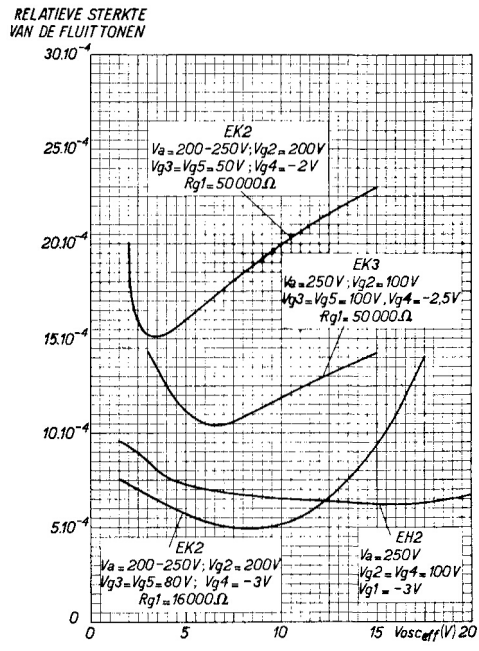


Fig. 260

Krommen voor de buizen EH 2, EK 2 en EK 3, waardoor de relatieve sterkte van de fluittonen, veroorzaakt door de tweede harmonische van het ingangssignaal, t.o.v. de sterkte van het gewenschte signaal als functie van de oscillatorwisselspanning wordt gegeven. De relatieve sterkte van den fluittoon wordt achter den detector gemeten en geldt voor lineaire gelijkrichting van den detector bij een modulatiediepte van de draaggolf van 30% en bij een H.F. signaal van 3 mV aan het rooster van de mengbuis.

is vertegenwoordigd, ten opzichte van de sterkte van het gewenschte signaal aan den luidspreker, als functie van de oscillatorspanning wordt aangegeven. Bij deze krommen wordt ervan uitgegaan, dat de gelijkrichting van den detector van het ontvangtoestel, waarin de meting aan de mengbuis gedaan wordt, lineair is, dat de modulatiediepte van het H.F. signaal 30% en de sterkte van het signaal aan het rooster van de mengbuis 3 mV bedraagt. Uit deze krommen blijkt, dat de storing door fluittonen doorgaans afhankelijk is van de grootte der oscillatorspanning. In dit opzicht zou het dus gunstig zijn, de oscillatorspanning zoo laag mogelijk te kiezen, voor zoover hierdoor geen andere onaangename bijverschijnselen, zooals bijvoorbeeld ruisch, worden veroorzaakt.

e) Ruisch

Bij mengbuizen is de ruisch sterker dan bij buizen voor rechtstreeksche H.F. versterking. In hoofdstuk XXIII wordt nader op het wezen van den ruisch ingegaan. Afgezien van een factor, die voor verschillende typen buizen eenigszins kan uiteenloopen, is de ruisch van een mengbuis ongeveer evenredig met de verhouding tusschen de wortel uit den anodestroom en de conversiesteilheid. Daar de anodestroom bij een afnemende oscillatorspanning toeneemt, terwijl de conversiesteilheid gelijktijdig vermindert, wordt deze verhouding grooter naarmate de oscillatorspanning afneemt, zoodat de ruisch dus sterker wordt. Men moet een compromis zoeken tusschen een zoo zwak mogelijken ruisch en zoo gering mogelijke storing door fluittonen.

f) **Kruismodulatie, modulatievervorming en brommodulatie**

Evenals bij H.F. buizen, worden bij mengbuizen verschijnselen waargenomen, die aan de kromming van de karakteristiek moeten worden toegeschreven en als kruismodulatie, modulatievervorming en brommodulatie tot uiting komen. Vooral de kruismodulatie is van belang, daar in de meeste gevallen de mengtrap den ingangstrap van den ontvanger vormt.

Modulatievervorming kan pas bij ontvangst van zeer sterke zenders worden verwacht. In verband hiermee moet de karakteristiek van de mengbuis een gunstig verloop hebben. Van mengbuizen worden ook krommen gepubliceerd, waardoor de aan het rooster toelaatbare signaalspanning als functie van de conversiesteilheid voor 1% kruismodulatie, resp. voor 1% brommodulatie, wordt gegeven. (Voor de oudere typen worden de krommen voor 6% kruismodulatie en 4% brommodulatie gepubliceerd).

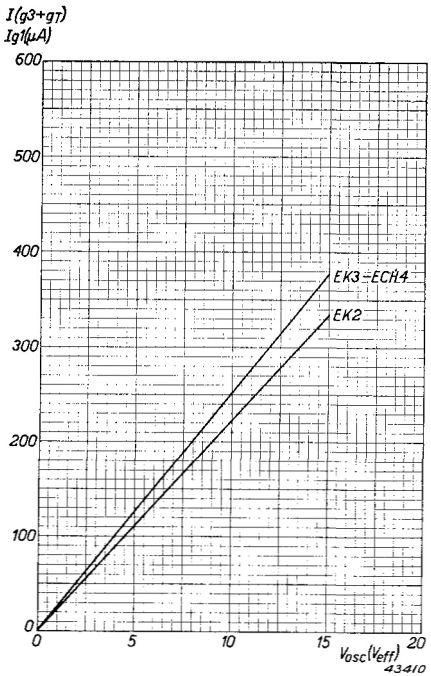


Fig. 261
Krommen voor de buizen EK 2, ECH 4 en EK 3, waardoor de afhankelijkheid van den stroom door den lekweerstand van de oscillatorspanning wordt gegeven.

§ 5. Roosterstroomkrommen

Doorgaans wordt de voorspanning aan het oscillatorrooster automatisch opgewekt met behulp van een lekweerstand. De stroom door den lekweerstand is nu een maatstaf voor de grootte van de wisselspanning aan het oscillatorrooster.

Aangezien het eenvoudiger is den stroom door den weerstand te meten dan de wisselspanning over den oscillatorkring — daar het meetinstrument in het laatste geval de spanningsbron, ter vermijding van een foutieve aflezing, niet mag beïnvloeden — worden voor elke mengbuis krommen gepubliceerd, waardoor de oscillatorspanning als functie van den roosterstroom voor een bepaalden lekweerstand wordt gegeven. Fig. 261 geeft dergelijke krommen voor de buizen EK 2, ECH 4 en EK 3.

HOOFDSTUK XXI

Regeling van de versterking (buizen met regelbare steilheid)

§ 1. Doel en verwezenlijking van de versterkingsregeling

In de antenne van een ontvangtoestel wordt een groot aantal signaalspanningen van verschillende frequentie en grootte geïnduceerd. Als het toestel op een plaatselijken zender is ingesteld, zal de spanning over den met de antenne gekoppelden trillingskring zeer groot zijn en bijv. 2 V bedragen; is het toestel daarentegen ingesteld op een veraf gelegen zender, waarvan het signaal ter plaatse van het ontvangtoestel zeer zwak is, dan is de spanning over dezen kring zeer klein, veelal in de orde van grootte van enkele microvolts. Bij deze uiteenloopende signaalsterkten dient men zooveel mogelijk een gelijkblijvende wisselspanning aan den luidspreker toe te voeren, terwijl men bovendien de geluidssterkte van den luidspreker naar wensch moet kunnen instellen. Om het mogelijk te maken, dat de luidspreker zeer zwakke signalen met voldoende geluidssterkte weergeeft, moet allereerst worden voldaan aan de voorwaarde, dat de versterking in het toestel toereikend is. Bij ontvangst van een sterk signaal moet dan de versterking in het toestel, en daardoor de geluidssterkte van den luidspreker, worden verminderd, ook al om te voorkomen, dat de buizen worden overbelast, hetgeen vervorming ten gevolge zou hebben.

Allereerst moet voor een zoodanige H.F. en M.F. versterking worden gezorgd, dat de signaalspanning aan den detector vrijwel constant blijft en zoo mogelijk voldoende is, om de eindbuis volledig te sturen. Daartoe is het noodzakelijk, dat de H.F.versterking, de conversieversterking en de M.F.versterking, of een of meer van deze versterkingen, kunnen worden geregeld. Voor het regelen van de geluidssterkte van den luidspreker moeten dan in het L.F.gedeelte nog maatregelen worden getroffen. Gewoonlijk geschiedt de regeling van de L.F. versterking met behulp van een potentiometer, die met de hand wordt bediend en waardoor de signaalsterkte aan de eindbuis wordt verminderd.

Bij eenvoudige ontvangtoestellen met directe H.F.versterking wordt het H.F.signaal soms ook aan den ingang van het toestel door een potentiometer verzwakt. Deze regeling dient dan tegelijkertijd voor het instellen van de gewenschte geluidssterkte. Bij eenvoudige toestellen met één kring en teruggekoppelden roosterdetector wordt de versterkingsregeling bereikt door het instellen van de terugkoppeling.

In moderne superheterodyne ontvangtoestellen vermindert men de

H.F. versterking, de conversieversterking en de M.F.versterking door aan het stuurrooster van de versterkingsbuizen negatieve spanningen te leggen. De regeling, die hierdoor mogelijk wordt, is zeer groot, vooral indien verscheidene buizen worden geregeld. In de meeste gevallen is de regelspanning automatisch van de aanwezige signaalspanning afhankelijk, in welk geval men van **automatische volumeregeling** spreekt.

Als men een I_a/V_g karakteristiek van een buis beschouwt, blijkt hieruit onmiddellijk, dat de steilheid en dientengevolge de versterking van de buis door de kromming van de karakteristiek afneemt, als men de negatieve roosterspanning vergroot. Dit is ook het geval bij een mengbuis. Hierdoor wordt dus de mogelijkheid geboden, de versterking te regelen.

§ 2. Voorwaarden, waaraan de geregelde buizen moeten voldoen

Beschouwen we een hoogfrequentbuis, dan zal deze bij een sterk signaal in de antenne een groote wisselspanning aan het rooster te verwerken hebben. Dit sterke signaal maakt het wenschelijk, de hoogfrequentversterking te reduceeren; men zal dit bereiken door de negatieve voorspanning van de buis te vergrooten tot de gewenschte beperking van de versterking bereikt is. Hebben we nu te maken met een buis met een normale karakteristiek, die dus niet kunstmatig gewijzigd is, dan zal het werkpunt door de regeling met behulp van een vergrooting van de negatieve voorspanning naar het afknijppunt [1]) verschoven worden, waar de kromming van de steilheidskarakteristiek veel grooter is dan in het karakteristiekgedeelte bij kleine roostervoorspanning. Zooals uit hoofdstuk XV volgt, is de modulatievervorming (en de kruismodulatie) afhankelijk van de kromming van de steilheidskarakteristiek $S = f(V_g)$. Een verschuiving van het werkpunt naar het afknijppunt van de karakteristiek heeft dus bij een constant signaal reeds een sterke toename van de modulatievervorming ten gevolge; neemt het signaal aan het rooster bovendien nog toe, hetgeen de oorzaak van de verschuiving van het werkpunt is, dan is de modulatievervorming nog eens zoo groot (deze is evenredig met het kwadraat van de roosterwisselspanning).

Men zou dus voor regeldoeleinden in verband met de modulatievervorming een buiskarakteristiek wenschen, die bij toenemende negatieve roosterspanning een afnemende kromming van de steilheidskarakteristiek vertoont. In dat geval zal de modulatievervorming door de steilheidsregeling minder toenemen, dan wanneer de kromming bij grooter wordende roostervoorspanning juist sterker wordt.

[1]) Het punt, waar de anodestroom nagenoeg gelijk aan nul geworden is.

In de eerste buis van een ontvanger zal in het algemeen het gevaar voor modulatievervorming groot zijn, daar bij ontvangst van een plaatselijken zender het signaal aan het rooster van deze buis vrij groot kan zijn. Ook met buizen, waaraan reeds eenige trappen versterking voorafgaan en die sterke roostersignalen te verwerken krijgen is dit het geval, en wel in het bijzonder met de middenfrequentbuis, die aan den detector voorafgaat, voornamelijk wanneer een geringe laagfrequentversterking wordt toegepast. Het signaal aan het rooster zal dan van aanzienlijke sterkte moeten zijn, wil men een volledige sturing van den eindtrap bereiken. Het gevaar voor modulatievervorming is dan zeer groot en men dient hiertegen de noodige maatregelen te treffen.

Naast de modulatievervorming bestaat ook de mogelijkheid van het ontstaan van kruismodulatie. Uit hoofdstuk XV, § 4b, volgt, dat de kruismodulatie onafhankelijk is van de draaggolfsterkte van den gewenschten zender en evenredig met het kwadraat van de amplitude van de storende draaggolf. Het grootste gevaar voor kruismodulatie bestaat in de eerste buis van den ontvanger (in het algemeen de hoogfrequentbuis of de mengbuis), wanneer het signaal van aangrenzende frequentie met groote sterkte het rooster van deze buis kan bereiken. Dit gevaar is zoowel bij ontvangst van zwakke als van sterke zenders even groot. De kruismodulatie hangt, evenals de modulatievervorming, van de kromming van de steilheidskarakteristiek in het werkpunt af. Wordt deze kromming bij toenemende roostervoorspannng sterker, dan zal het gevaar voor kruismodulatie ook stijgen. Met het oog op kruismodulatie is het dan ook gewenscht, dat de steilheidskarakteristiek in het geheele regelgebied een gelijkmatige kromming vertoont, die overal zoo zwak is, dat ook voor de sterkst doorkomende storende draaggolf geen hinderlijke kruismodulatie ontstaat. Hieraan kan worden toegevoegd. dat het bij ontvangst van een sterken zender (bijv. den plaatselijken zender) weinig waarschijnlijk is, dat er een andere zender met aangrenzende frequentie aanwezig is, die eveneens zoo sterk ontvangen wordt, dat een hinderlijke kruismodulatie kan ontstaan. Deze waarschijnlijkheid is veel grooter bij ontvangst van zwakke zenders, waaruit dus de wenschelijkheid naar voren zou komen, dat de kromming van de steilheidskarakteristiek bij kleine voorspanningen geringer moet zijn dan bij groote voorspanningen, dit in tegenstelling met de eischen, die met het oog op modulatievervorming aan den vorm van de steilheidskarakteristiek van een regelbuis gesteld zouden moeten worden.

Nu is de vorm van de steilheidskarakteristiek, die een afgeleide van de I_a/V_g karakteristiek is, afhankelijk van den vorm van de laatste. Hieruit volgt, dat aan den vorm van de I_a/V_g karakteristiek van een buis, waarvan de versterking moet kunnen worden geregeld, bijzondere eischen te stellen zijn.

Bij een buis voor regeldoeleinden kan men echter niet alleen rekening houden met de factoren kruismodulatie of modulatievervorming. Er worden ook nog andere eischen aan de buis gesteld en deze zijn meestal tegenstrijdig. Men zou nl. de volgende eigenschappen in een buis voor regeldoeleinden vereenigd willen zien:

1) dat met een zoo klein mogelijke regelspanning een zoo groot mogelijke steilheidsverandering bereikt wordt,

2) dat in alle punten van de I_a/V_g karakteristiek de niet-lineaire vervormingen klein blijven,

3) dat de beginsteilheid (de steilheid bij de kleinste voorspanning, die men met het oog op roosterstroom wil toepassen) zoo groot mogelijk is, en

4) dat de anodestroom bij de kleinste voorspanning, dus in ongeregelden toestand, niet te groot is.

Aan ieder van deze eischen kan niet worden voldaan zonder ten minste één der andere gewenschte eigenschappen nadeelig te beïnvloeden. Een groote steilheidsverandering met een beperkte regelspanning eischt een sterke kromming van de karakteristiek, hetgeen sterke kruismodulatie en modulatievervorming ten gevolge heeft. Een hooge beginsteilheid, gepaard gaande met een niet te sterke kromming van de karakteristiek, veroorzaakt, dat men, om de steilheid in een bepaalde mate te kunnen reduceeren, een zeer groote regelspanning noodig heeft. Bovendien zal dan de anodestroom bij de minimale voorspanning zeer groot zijn. Men moet dus bij een buis voor regeldoeleinden een keuze doen tusschen deze eigenschappen, en het hangt van de waardeering van ieder der eigenschappen af, welke hiervan het meest begunstigd zal worden.

§ 3. **Middelen, waarmede men den karakteristiekvorm beïnvloedt**

Bij een penthode wordt de anodestroom als functie van de negatieve roosterspanning in het eenvoudigste geval weergegeven door de formule

$$(1) \qquad I_a = k \left(V_{g1} + \frac{1}{\mu_{g2g1}} V_{g2} \right)^{3/2},$$

waarin k een constante en μ_{g2g1} den versterkingsfactor van het stuurrooster ten opzichte van het schermrooster voorstellen. De invloed van de anode en het vangrooster zijn hierbij verwaarloosd. Deze formule stelt een gebogen karakteristiek voor, die van den kwadratischen karakteristiekvorm afwijkt. Deze afwijking heeft ten gevolge, dat modulatiever-

vorming of kruismodulatie kan optreden. De door formule (1) voorgestelde karakteristiek geldt voor het geval, dat de aequipotentiaalvlakken tusschen rooster en kathode parallel aan de laatstgenoemde electrode verloopen, dus zooals in hoofdstuk XIII werd uiteengezet, wanneer de afstand tusschen de roosterdraden onderling klein is ten opzichte van den afstand tusschen rooster- en kathodeoppervlak. Indien de afstand tusschen de roosterdraden echter ongeveer even groot of grooter is dan de afstand tusschen rooster en kathode, ontstaat, zooals uit hoofdstuk XIII volgt, bij groote negatieve roosterspanningen het **eilandeffect.** Hierdoor is de anodestroom bij een bepaalde negatieve roostergelijkspanning grooter dan uit de bovenstaande 3/2e machtswet volgt. Bovendien is de steilheid kleiner.

We krijgen in plaats van de in fig. 262 gestippelde kromme b, die een I_a/V_g karakteristiek voorstelt volgens de 3/2e machtsvergelijking van formule (1), de getrokken kromme a. Uit het verloop van de kromme blijkt, dat de kromming van de karakteristiek bij overeenkomstige anodestroomen overal veel zwakker is; de steilheid is echter ook overal veel kleiner dan die van de gestippelde kromme. Bovendien ligt het „afknijppunt" van den anodestroom (het punt, waar de anodestroom nagenoeg gelijk is aan nul — zie de punten B en B′ in fig. 262) voor kromme a bij een veel grootere negatieve roosterspanning dan voor kromme b. Verder is ook de anodestroom overal veel grooter, behalve bij de roosterspanning, die met punt A overeenkomt. (Deze roosterspanningswaarde komt overeen met de potentiaal van het potentiaalverdeelingsdiagram tusschen kathode en anode, die bij de gegeven anodespanning op de plaats van het rooster aanwezig is, wanneer het rooster weggelaten zou worden.) Men zegt in zoo'n geval, dat de karakteristiek a een lange „staart" vertoont. Doordat de kromming van karakteristiek a bij alle roosterspanningen kleiner is dan die van karakteristiek b, is de eerste veel gunstiger wat modulatievervorming en kruismodulatie betreft. Karakteristiek a heeft echter een groot nadeel, nl. de steilheid is bij de kleinste, met het oog op het optreden van roosterstroom toelaatbare, roostergelijkspanning (in het algemeen –2 à –3 V) veel geringer dan in geval van kromme b (men vergelijke de steilheden bij de roos-

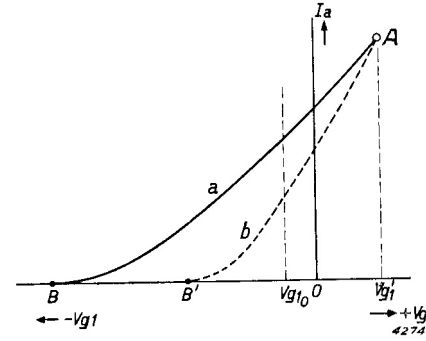


Fig. 262
Kromme a: I_a/V_{g1}karakteristiek van een buis met eilandeffect.
Kromme b: I_a/V_{g1}karakteristiek van een soortgelijke buis zonder eilandeffect.

terspanning V_{g10} in fig. 262). Nemen we nu een buis, waarvan de eene helft (A in fig. 263) een kleinen en de andere (B in fig. 263) een grooten stuurroosterspoed heeft, dan hebben beide helften een verschillende I_a/V_{g1} karakteristiek (zie de krommen A en B in fig. 264). Terwijl de karakteristiek B een lange „staart" vertoont met een kleine steilheid in het punt P (bij de roosterspanning V_{g10}, die ten minste noodig is, om zonder roosterstroom te versterken), heeft de karakteristiek A een groote steilheid bij V_{g10} en een korte „staart".

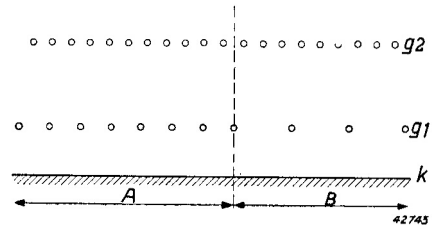


Fig. 263
Schematische voorstelling van een buis, waarvan het stuurrooster van de eene helft (A) een kleinen en van de andere helft (B) een grooten spoed heeft.

De resulteerende karakteristiek wordt weergegeven door de kromme C, die werd verkregen door de stroomen van de beide buishelften voor iedere roosterspanning op te tellen. De buishelft A geeft een groote versterking bij kleine roostergelijkspanning, is echter bij kleinere steilheden ongunstig wat betreft modulatievervorming. De buishelft B daarentegen draagt in niet geregelden toestand nauwelijks tot de versterking bij, maar de modulatievervorming in den staart van de karakteristiek is geringer; de buishelft A is dan buiten werking. Kromme C vertoont dus twee gering gekromde gedeelten, die, wat modulatievervorming en kruismodulatie betreft, gunstig zijn, en een scherpere kromming in het overgangsgedeelte. In de practijk vervaardigt men buizen voor regelbare versterking zoodanig, dat het verloop van hun karakteristieken wordt bepaald door een groot aantal parallel geschakelde buissegmenten met ieder een aparten karakteristiekvorm. Ten einde dit te bereiken, past men een stuurrooster met variabelen spoed toe. Een buis met een dergelijk roos-

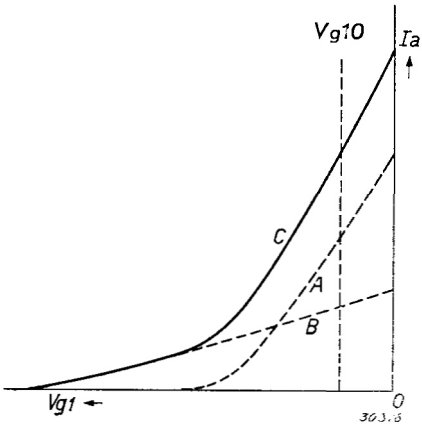


Fig. 264

Kromme A: I_a/V_{g1}karakteristiek met normale steilheid en normalen anodestroom in niet geregelden toestand.
Kromme B: Karakteristiek met een langen staart en lagen anodestroom in niet-geregelden toestand.
Kromme C: Som van de krommen A en B. Op deze wijze wordt een karakteristiek verkregen, waarvan de steilheid normaal en de anodestroom in niet-geregelden toestand niet te groot is, terwijl voor groote negatieve roosterspanningen een lange staart met flauwe kromming aanwezig is.

ter kan beschouwd worden als bestaande uit een parallelschakeling van een aantal buizen met verschillende versterkingsfactoren, die bij het vergrooten van de negatieve roosterspanning achtereenvolgens uitgeschakeld worden (variable-μ tubes). Door het verloop van den spoed kan men den vorm van de karakteristiek beïnvloeden. Bij een rooster met variabelen spoed, die dus volgens een bepaalde wet toe- of afneemt, verkrijgt men, indien de spoed en de spoedverandering van het rooster gunstig zijn gekozen, een karakteristiek, die voor regeling van de buis goede eigenschappen heeft.

§ 4. De logarithmische steilheidskarakteristiek en de niet-lineaire vervorming

Door de spoedverandering van het rooster van een buis voor regeldoeleinden kan men dus aan de karakteristiek van een dergelijke buis den voor bepaalde eischen meest gunstigen vorm geven. Er kan echter geen algemeen geldende regel worden aangegeven voor den meest gunstigen vorm van de karakteristiek. Een bepaalde krommevorm, die voor één toepassing als de meest gewenschte te beschouwen is, kan voor een andere toepassing weer minder gunstig zijn. In de practijk zal men dus een buis zóó construeeren, dat ze bij het meest voorkomende gebruik zoo goed mogelijk voldoet. Men zal dus een bepaalden karakteristiekvorm nastreven, waarbij een zoo gunstig mogelijk compromis getroffen wordt tusschen de in § 2 opgesomde tegenstrijdige factoren. De waardeering van deze factoren kan het beste geschieden met behulp van de steilheidskarakteristiek van de buis [$S = f(V_{g1})$], en wel zal men voor dit doeleinde de steilheid op logarithmische schaal en de roosterspanning op lineaire schaal teekenen (zie fig. 265). Deze karakteristiek geeft in de eerste plaats de mate van steilheidsregeling voor een gege-

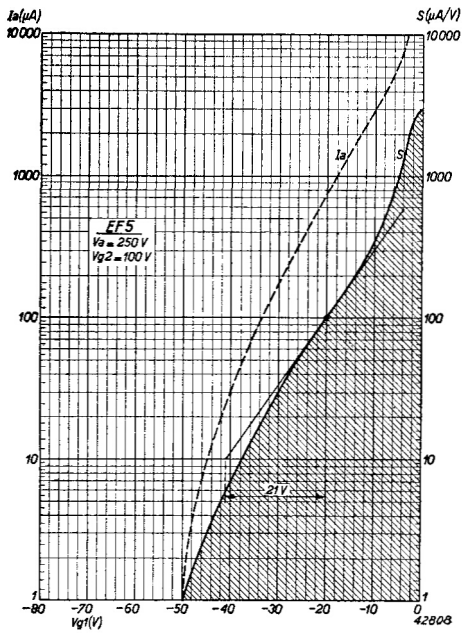


Fig. 265

De steilheid S van de buis EF 5 als functie van de negatieve roosterspanning (steilheid op logarithmische schaal en roosterspanning op lineaire schaal). De gestippelde kromme geeft den anodestroom I_a op logarithmische schaal als functie van de roosterspanning op lineaire schaal weer.

ven roostervoorspanningsverandering aan (punt 1 van § 2). Verder kan men hiervan de beginsteilheid aflezen (punt 3 van § 2).
Ook de niet-lineaire vervormingen kunnen uit deze steilheidskarakteristiek worden afgeleid. Men vindt nl. door berekening, dat de vervorming door de 2e harmonische en de brommodulatie evenredig zijn met de steilheid van de logarithmische steilheidskromme. Wanneer m_b weer de modulatiediepte door den brom voorstelt (zie hoofdstuk XV, § 3), V_{s1} de amplitude van de storende bromspanning en S' de steilheid van de logarithmische steilheidskromme, dan vinden we op deze wijze de betrekking:

$$(2) \qquad m_b = \frac{S'}{0.434} V_{s_1} \quad \text{of} \quad V_{s_1} = 0{,}434\ m_b \frac{1}{S'}.$$

Zoo is de steilheid van de kromme van fig. 265 in het punt $S = 100\mu A/V$ gelijk aan $\frac{\log 10}{21} = \frac{1}{21} = 0{,}0476$ logarithmische eenheden per volt roosterspanning. Volgens (2) wordt dus de topwaarde van de aan het rooster toelaatbare storende wisselspanning voor 1% brommodulatie gelijk aan:

$$V_{s_1} = 0{,}434 \times 0{,}01 \times \frac{1}{0{,}0476} = 0{,}91\ V$$

en de effectieve waarde

$$V_{s_1 eff} = \frac{0{,}91}{\sqrt{2}} = 0{,}605\ V.$$

Daar de brommodulatie, en dus ook de vervorming door de tweede harmonische, recht evenredig zijn met de steilheid van de logarithmische steilheidskromme, is het dus gewenscht voor een geringe brommodulatie of vervorming door de 2e harmonische een zoo klein mogelijke steilheid van deze kromme te bereiken. Een geringe steilheid van de logarithmische S-kromme beteekent echter, dat per volt roosterspanningsverandering de steilheid zich slechts weinig wijzigt. Een geringe vervorming vereischt dus, zooals ook reeds eerder werd aangeduid, een langen „staart" van de I_a/V_{g1}karakteristiek.
Volgens verg. (8) van hoofdstuk XV is de kruismodulatie gelijk aan $m_k = {}^8/_3\, F\, V_{s2}^2\, m_2$, waarin V_{s_2} de amplitude van de spanning van de storende draaggolf en m_2 haar modulatiediepte is. Men kan nu afleiden, dat in de rechte gedeelten van de logarithmische S-karakteristiek de factor F gelijk is aan

$$(3) \qquad F = S'^2,$$

waarin S′ wederom de steilheid van de logarithmische steilheidskarakteristiek is. Nu volgt ook uit verg. (9) van hoofdstuk XV, dat de kruismodulatiefactor K gelijk is aan $K = {}^8/_3 F V_{s2}^2$, zoodat we, met behulp van verg. (3) voor de rechte gedeelten van de logarithmische S-karakteristiek vinden, dat

$$K = 2{,}65\ S'^2\ V_{s_2}^2, \tag{4}$$

of:

$$V_{s_2} = \frac{1}{S'}\sqrt{\frac{K}{2{,}65}}. \tag{5}$$

De laatste vergelijking geeft dus de amplitude van het storende H.F. signaal, dat K% kruismodulatie veroorzaakt. Dit is ook de waarde van het toelaatbare H.F.signaal voor ${}^1/_2$K% modulatieverdieping en ${}^8/_3$K% modulatievervorming. Vullen we in (5) K = 1% in, dan wordt deze vergelijking:

$$V_{s_2} = \frac{0{,}0615}{S'}. \tag{6}$$

De effectieve waarde van het storende H.F.signaal, dat 1% kruismodulatie veroorzaakt, is dientengevolge

$$V_{s_2 eff} = \frac{0{,}0433}{S'}. \tag{7}$$

Uit (5) volgt, dat in rechte gedeelten van de logarithmische steilheidskarakteristiek een geringe helling van deze kromme, dus een lange „staart", ook voor de optredende derde harmonische, de kruismodulatie, de modulatieverdieping en de modulatievervorming gunstig is.
Voor de kromme gedeelten van de logarithmische steilheidskarakteristiek geldt, zooals eveneens berekend kan worden, dat een kromming met de bolle zijde naar onder een grootere modulatievervorming, kruismodulatie, enz. oplevert dan uit de steilheid van deze karakteristiek in het beschouwde punt volgt. Een kromming met den hollen kant naar beneden daarentegen verkleint de hier beschouwde effecten. Dit is echter practisch niet te benutten, daar hierdoor bij groote negatieve roosterspanning de steilheid van de logarithmische steilheidskarakteristiek zeer groot zou worden, wat tot sterke kruismodulatie en modulatievervorming zou leiden. Wat den anodestroom bij de minimale negatieve roostervoorspanning betreft, kan het volgende gezegd worden. De steilheid $\frac{dI_a}{dV_g}$ van de buis is de eerste afgeleide van de functie $I_a = f(V_g)$, zoodat we, om den anodestroom te kennen, bij een

bepaalde roostervoorspanning V_{go}, de functie $\frac{dI_a}{dV_g} = f(V_g)$ moeten integreeren. Hierbij moeten als integratiegrenzen $V_g = -\infty$ en $V_g = V_{go}$ ingevoerd worden. Nu kan de functie $\frac{dI_a}{dV_g} = f(V_g)$ voorgesteld worden door een kromme, die dan de op lineaire schaal geteekende steilheid als functie van V_g is. De integraal van de functie $\frac{dI_a}{dV_g} = f(V_g)$ van $V_g = -\infty$ tot $V_g = V_{go}$ is het oppervlak, dat door de S-karakteristiek, de V_g-as en de verticale lijn door $V_g = V_{go}$ omsloten wordt. Hoe grooter dit oppervlak des te grooter is ook de anodestroom bij $V_g = V_{go}$. Hebben we twee verschillende buizen, die bij dezelfde negatieve roosterspanning V_{go} dezelfde steilheid hebben en waarvan de eene een korten en de andere een langen staart heeft, dan zal de steilheidskarakteristiek van de buis met een korten staart een kleiner oppervlak opleveren dan de buis met een langen staart, en dientengevolge zal de eerste buis bij $V_g = V_{go}$ een kleineren anodestroom hebben dan de tweede buis. Een buis voor regeldoeleinden, die dus, om gunstige kruismodulatie-eigenschappen te verkrijgen, een langen staart moet hebben, zal in het algemeen een grooten anodestroom bij de minimale voorspanning hebben.

Een ongeveer rechte logarithmische steilheidskarakteristiek, waarvan de helling niet te groot is, is volgens het bovenstaande de meest geschikte. Men zou dus bijv. in fig. 266 de lijn a-b-c-d als logarithmische steilheidskarakteristiek kiezen. Om twee redenen moet echter van deze karakteristiek worden afgeweken. Deze zijn:

1) Om bij een kleine negatieve roosterspanning een groote steilheid te verkrijgen, laat men het gedeelte f-b steiler verloopen. In dit gebied zullen dus de genoemde effecten sterker naar voren treden. Dit is meestal wel toelaatbaar, daar dit ge-

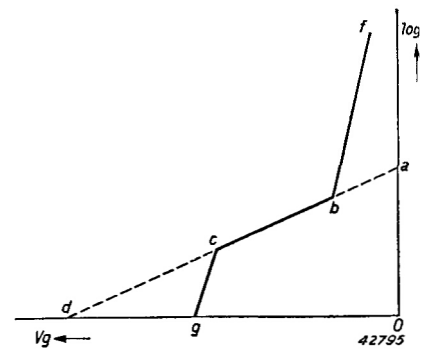


Fig. 266

Schetsmatige voorstelling van de logarithmische steilheidskarakteristiek van een buis met regelbare steilheid. De lijn a-b-c-d zou de beste eigenschappen met betrekking tot kruismodulatie of modulatievervorming opleveren. Om echter een grootere beginsteilheid te verkrijgen, wordt de helling van het gedeelte b-a grooter gekozen en krijgen we een stuk, zooals door b-f is voorgesteld. Om den „staart" van de I_a/V_{g1} karakteristiek niet te lang en den anodestroom bij minimale voorspanning niet te groot te laten zijn, zal men bij groote voorspanningen de steilheidskarakteristiek volgens c-g in plaats van c-d laten verloopen.

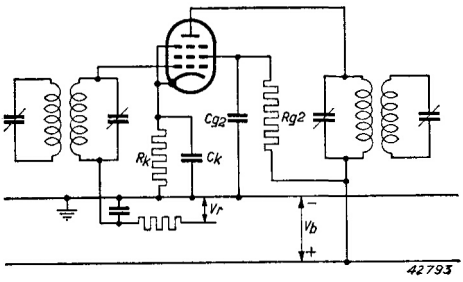


Fig. 267
Principieele schakeling van een M.F. versterkingsbuis met meeloopende schermroosterspanning. V_r = regelspanning van de automatische volumeregeling.

deelte van de kromme alleen bij kleine roosterwisselspanningen gebruikt wordt, en dus modulatievervorming geen ernstige vormen zal aannemen.

2) Om den „staart" van de I_a/V_{g1} karakteristiek niet te lang te maken, hetgeen ook een grooteren anodestroom bij kleine negatieve roosterspanning ten gevolge heeft, geeft men ook aan het gedeelte c-g van de log S-karakteristiek een grootere helling. In dit gedeelte zal dus de kruismodulatie en de modulatievervorming sterk zijn. Meestal zal men daarom de automatische volumeregeling (zie hoofdstuk XXII) zoodanig laten werken, dat het punt c niet overschreden wordt.

De logarithmische steilheidskarakteristiek van een normale buis met regelbare steilheid heeft dus in het algemeen den vorm, die in fig. 266 door f-b-c-g wordt voorgesteld, waarbij de drie meer of minder rechte stukken vloeiend in elkaar overgaan.

§ 5. Meeloopende schermroosterspanning

Buizen met regelbare steilheid, waarvan de karakteristieken gunstige eigenschappen hebben wat betreft kruismodulatie, zullen bij de minimale negatieve roosterspanning hetzij een betrekkelijk grooten anodestroom, hetzij een betrekkelijk kleine steilheid hebben, indien aan het schermrooster een constante spanning wordt gelegd. Door toepassing van

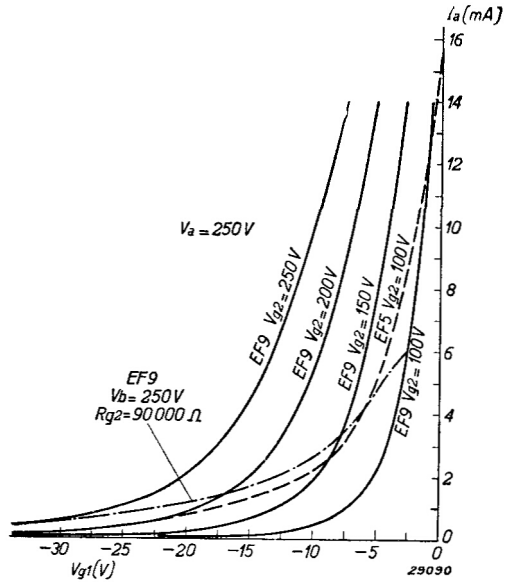


Fig. 268
Enkele I_a/V_{g1} krommen van de buis EF 9 bij verschillende schermroosterspanningen. De I_a/V_{g1} kromme van de EF 5 bij V_{g2} = 100 V wordt door de stippellijn voorgesteld, terwijl de streep-stippellijn het verloop van den anodestroom der EF 9, als functie van de negatieve roosterspanning, bij voeding van het schermrooster via een serieweerstand van 90 000 Ω vanuit de 250 V voedingsspanning, aangeeft.

het principe der meeloopende schermroosterspanning kan worden bereikt, dat de steilheid in het met de minimale negatieve roosterspanning overeenkomende werkpunt, bij ongeveer gelijke eigenschappen wat kruismodulatie betreft, grooter en de anodestroom kleiner is.

Fig. 267 geeft de schakeling van een penthode met meeloopende schermroosterspanning. Het schermrooster wordt via een serieweerstand gevoed. De waarde van dezen weerstand moet zoodanig zijn, dat de schermroosterspanning bij de minimale negatieve roosterspanning de juiste waarde heeft.

Als de negatieve roosterspanning toeneemt, zal de schermroosterstroom afnemen en de spanningsval over den weerstand dientengevolge verminderen. Hieruit volgt dus, dat de schermroosterspanning grooter wordt naarmate de negatieve stuurroosterspanning toeneemt en bij maximale regelspanning de waarde van de voedingsspanning benadert. Doorgaans neemt men hiervoor de voedingsbron van de anode.

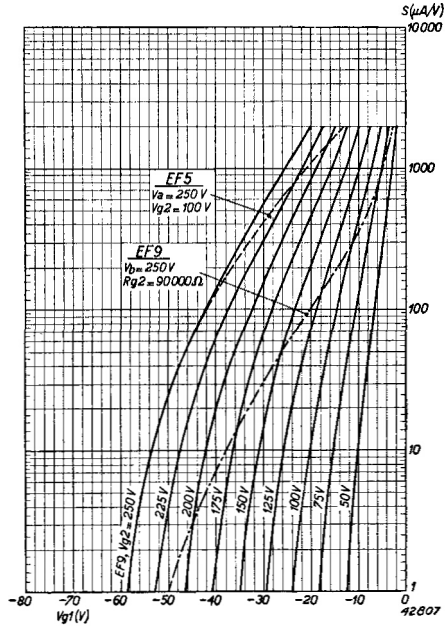


Fig. 269

Getrokken lijnen: Logarithmische steilheidskarakteristieken van de buis EF 9 bij verschillende schermroosterspanningen.

Streep-puntlijn: Het verloop van de steilheid van de buis EF 9 als functie van de negatieve roosterspanning, wanneer het schermrooster over een serieweerstand van 90 000 Ω door de anodespanningsbron van 250 V wordt gevoegd.

Stippellijn: Logarithmische steilheidskarakteristiek van de buis EF 5 bij een vaste schermroosterspanning van 100 V.

Heeft een dergelijke buis een stuurrooster, waarvan de grootste spoed kleiner is dan die van een buis voor een vaste schermroosterspanning, dan zal de aanvangsstroom kleiner en de steilheid grooter zijn. In dat geval wordt een karakteristiek verkregen als in fig. 268 voor de EF 9 bij $V_{g2} = 100$ V is weergegeven. Ter vergelijking is in dezelfde figuur de I_a/V_{g1} karakteristiek van de EF 5 bij $V_{g2} = 100$ V door een gestippelde lijn weergegeven. Het blijkt duidelijk uit de krommen, dat de kruismodulatie bij de EF 5 aanmerkelijk geringer zal zijn dan die bij de EF 9 met vaste schermroosterspanning. Fig. 269 toont nog de met deze krommen overeenkomende logarithmische steilheidskrommen van de buis EF 9 (ge-

trokken lijnen) bij verschillende schermroosterspanningen, waaruit dit volgt.

Bij toenemende schermroosterspanning neemt de helling van de logarithmische S-karakteristiek af. In deze figuur geeft de sitppellijn de logarithmische S-karakteristiek van de EF 5 weer, terwijl de streep-puntlijn het verloop van de steilheid als functie van de roostervoorspanning aangeeft, wanneer het schermrooster van de buis EF 9 gevoed wordt over een serieweerstand van 90 000 Ω door een anodespanningsbron van 250 V.

Als de schermroosterspanning toeneemt, verschuift de I_a/V_{g1} karakteristiek van de EF 9 en dus ook de logarithmische steilheidskarakteristiek naar links en vermindert de kromming van de I_a/V_{g1} karakteristiek en de helling van de logarithmische steilheidskarakteristiek. Men zou kunnen denken, dat het afknijpen van den anodestroom weliswaar wordt vertraagd, maar dat de steile I_a/V_{g1} karakteristiek, waarvan werd uitgegaan, niet wordt veranderd, zoodat een verbetering, wat kruismodulatie betreft, toch niet wordt verkregen. Een dergelijke parallel verloopende verschuiving zou plaats hebben, indien geen eilandeffect optrad. In de practijk verloopt een dergelijke verschuiving echter niet parallel, zeer zeker niet bij buizen, die voor toepassing van meeloopende schermroosterspanning zijn ontworpen. Dit blijkt uit de krommen van fig. 268. Deze figuur toont aan, dat de steilheid bij toenemende schermroosterspanning en constanten anodestroom afneemt. Dit verschijnsel moet aan het eilandeffect worden toegeschreven. De streep-stippellijn van fig. 268 geeft het verloop van den anodestroom der EF 9 als functie van de negatieve roosterspanning aan, bij voeding van het schermrooster via een serieweerstand van 90 000 Ω vanuit de voedingsspanning van 250 V. Deze lijn dient echter niet te worden opgevat als I_a/V_{g1} kromme van de EF 9. Bij een bepaalde negatieve roosterspanning heeft de versterking plaats volgens de I_a/V_{g1} kromme, die met de desbetreffende schermroosterspanning overeenkomt (het schermrooster is immers voor wisselspanningen met de kathode verbonden). Fig. 270 toont nog aan, dat bij toe-

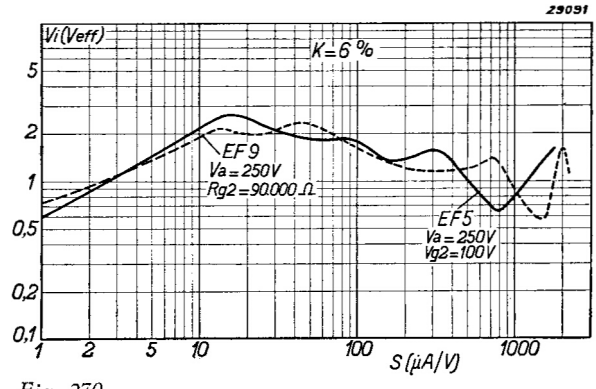


Fig. 270
Kruismodulatiekromme van de EF 9 met meeloopende schermroosterspanning (gestippeld) en van de EF 5 met vaste schermroosterspanning (getrokken lijn).

passing van het principe der meeloopende schermroosterspanning vrijwel gelijke resultaten, wat betreft kruismodulatie, worden bereikt, als bij toepassing van een vaste schermroosterspanning, terwijl bij de EF 9 de aanvangsstroom kleiner, nl. 6 mA in plaats van 8 mA bij de EF 5 en de aanvangssteilheid grooter is, nl. 2,2 mA/V in plaats van 1,8 mA/V bij de EF 5.

§ 6. Toepassing van buizen met regelbare steilheid voor L.F. versterking

Zooals reeds in § 1 gezegd werd, wordt de laagfrequentversterking van een ontvanger meestal geregeld door een potentiometer, die met de hand wordt bediend. In sommige gevallen is het echter wenschelijk, dat deze regeling door verandering van de roostervoorspanning van een L.F. versterkingsbuis kan geschieden. Dit is bijv. het geval, wanneer de L.F. versterking tegelijk met de H.F., M.F. en conversieversterking automatisch door een negatieve regelspanning, die van de aanwezige draaggolfsterkte in de antenne afhankelijk is, geregeld moet worden.
Nu hebben wij in hoofdstuk XV gezien, dat de kromme voor 1% brommodulatie (vgl. fig. 165) ook de grootte van de wisselspanning aan het rooster, waarbij ¼% vervorming door de tweede harmonische ontstaat, als functie van de steilheid aangeeft. Evenzoo geeft de kromme voor 1% kruismodulatie ook de grootte van de wisselspanning aan het rooster, waarbij 0,083% vervorming door de derde harmonische optreedt. De hoogere harmonischen kunnen verwaarloosd worden, daar deze in het algemeen zeer klein zijn ten opzichte van de 2e en 3e harmonischen, die door de karakteristiekkromming ontstaan. Het zal duidelijk zijn, dat een buis, die, wat brommodulatie en kruismodulatie van kleine tot groote roostervoorspanningen betreft, gunstig is, ook een geringe vervorming door de 2e en 3e harmonische veroorzaakt. Echter kan men het gedrag van een penthode, die als L.F. versterker met geregelde versterking gebruikt wordt, niet direct aan de hand van gepubliceerde brommodulatie- en kruismodulatiekrommen beoordeelen. Deze krommen zijn voor het gebruik van de penthode als H.F. en M.F. versterker bestemd, waarbij in de anodeketen een impedantie met lagen gelijkstroomweerstand is opgenomen, waardoor ook een normale schermroosterspanning gebruikt kan worden (bijv. 100 V). Bij L.F. versterking daarentegen zal men, om een behoorlijke versterking te kunnen krijgen, een hoogen gelijkstroomweerstand in de anodeketen opnemen (weerstandskoppeling) en daarom met een lage schermroosterspanning moeten werken (bijv. 40 V). De gepubliceerde brommodulatie- en kruis-

modulatiekrommen gelden echter alleen voor de daarbij opgegeven schermroosterspanning (voor H.F. en M.F. versterking) en men zou moeten beschikken over brommodulatie- en kruismodulatiekrommen voor met de voor weerstandskoppeling overeenkomstige schermroosterspanning, om zich een beeld te kunnen vormen van het gedrag van de buizen als L.F. versterker met regelbare versterking. Gunstige brommodulatie- en kruismodulatiekrommen geven echter wel een aanwijzing, dat het gedrag van een beschouwde buis als L.F. versterker goed kan zijn.

Practischer is het, direct door metingen vast te stellen, hoe een buis zich als geregelde L.F. versterker gedraagt (zie bijv. de tabel voor den EF 9 versterker in het tweede deel van deze boekenserie — Gegevens en Schakelingen van Moderne Ontvang- en Versterkerbuizen).

Fig. 271 geeft een schakeling voor het gebruik van een penthode als L.F. versterker met weerstandskoppeling. Uit een beschouwing van de kruismodulatie- en brommodulatiekrommen van bestaande H.F. buizen met regelbare steilheid volgt, dat de derde harmonische, die in een bepaalde verhouding tot den kruismodulatiefactor staat, in het algemeen minder sterk naar voren treedt dan de tweede harmonische, die in een bepaalde verhouding tot het percentage brommodulatie staat. Het is daarom bij het ontwerpen van speciale buizen voor regelbare L.F.versterking van belang, karakteristieken te krijgen, die een lange vervorming door de tweede harmonische opleveren. Daarbij maakt men dan gebruik van het principe van de meeloopende schermroosterspanning. Een dergelijke buis is bijv. het penthodegedeelte van de EFM 1.

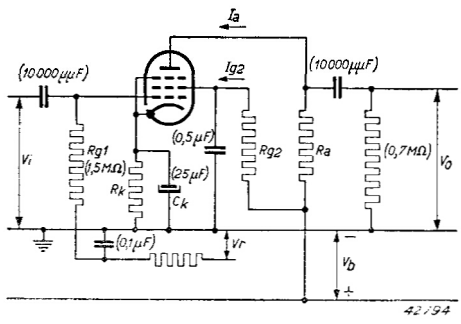


Fig. 271

Principieele schakeling voor het gebruik van een penthode met regelbare steilheid als L.F. versterker met weerstandskoppeling.
V_i = ingangswisselspanning;
V_o = uitgangswisselspanning;
V_r = regelgelijkspanning aan het rooster.

Wel dient men bij de L.F. versterkingsregeling in het oog te houden, dat de regelingsmogelijkheid niet zoo groot is als bij H.F. versterking. In het algemeen zal men zich met een regelingsverhouding van 1 : 5 tot 1 : 10 tevreden moeten stellen.

HOOFDSTUK XXII

Automatische volumeregeling

§ 1. Doel van de automatische volumeregeling

De automatische volumeregeling heeft ten doel, de versterking van het ontvangtoestel automatisch zoodanig in te stellen, dat zoo mogelijk steeds dezelfde geluidssterkte wordt verkregen, ongeacht de signaalsterkte aan den ingang van het toestel. Bij een feilloos werkende automatische volumeregeling of fadingcompensatie zou het dus mogelijk zijn, de sterkteverschillen van verschillende antennesignalen, evenals de sterktevariaties, die bij ontvangst van een bepaalden zender ten gevolge van sluiering optreden, volkomen te compenseeren. In de practijk is de automatische volumeregeling nooit volmaakt en slechts in staat groote sterkteverschillen in kleine verschillen in geluidssterkte om te zetten.

Theoretisch dient de automatische volumeregeling zoodanig te werken, dat het signaal aan den detector voor elke signaalsterkte constant en van voldoende grootte is, om den eindtrap bij de beschikbare L.F. versterking volledig te sturen. Een volumeregelaar, die met de hand kan worden bediend, maakt het dan mogelijk, de L.F. versterking, en dientengevolge de geluidssterkte, naar wensch in te stellen. Een dergelijke automatische volumeregeling zou echter een zeer groote maximale versterking van het toestel vereischen, ten einde de zwakste zenders nog voldoende sterk te kunnen doen doorkomen. In de practijk is de versterking van ontvangtoestellen begrensd, zoodat het alleen mogelijk is, zenders, die op de plaats van ontvangst een bepaalde veldsterkte geven, krachtig in den luidspreker weer te geven.

§ 2. Principieele verwezenlijking van de automatische volumeregeling

Zooals reeds bij de detectie van het H.F. of M.F. signaal werd vermeld, komt over den lekweerstand van de detectiediode een gelijkspanning te staan, die ten opzichte van de kathode van deze buis negatief is en waarvan de grootte afhankelijk is van de spanning der draaggolf aan de diode. Bij draaggolven met een amplitude van meer dan 1 V, is de gelijkspanning nagenoeg evenredig met de H.F. of M.F. spanning. Indien men de kathode van de diode met het chassis van het toestel (aarde) verbindt en de negatieve gelijkspanning aan het rooster van een H.F. of M.F. versterkingsbuis legt, is de versterking van deze buis afhankelijk van de sterkte van de hoogfrequente spanning aan de diode. Als de hoogfrequente spanning aan het rooster van de geregelde buis toeneemt, zal de wisselspanning aan de diode en dus de negatieve

roosterspanning van de geregelde buis grooter worden. De versterking van de geregelde buis neemt af tot een evenwichtstoestand tusschen deze versterking en de toeneming van de hoogfrequente spanning aan de diode is bereikt. In ontvangtoestellen berusten de gebruikelijke systemen van de automatische volumeregeling op dit principe. In fig. 272 wordt de schakeling van een automatische volumeregeling schematisch weergegeven.

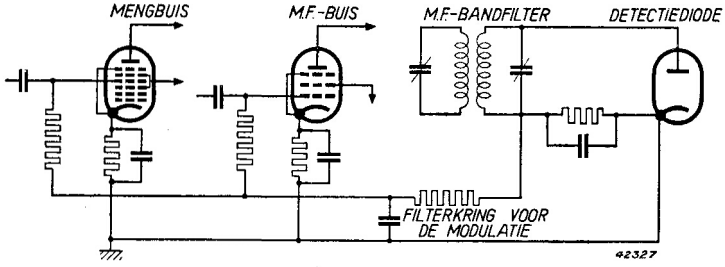


Fig 272
Principe van een automatische volumeregeling, waarbij de negatieve gelijkspanning, die over den lekweerstand van de detectiediode ontstaat, als regelspanning wordt toegepast.

Men dient steeds in het oog te houden, dat de hoogfrequente spanning aan de detectiediode moet toenemen, om de versterking in de H.F. en M.F. trappen te verminderen; bij een constante L.F. versterking zal de geluidssterkte dientengevolge eveneens toenemen, zij het dan ook aanmerkelijk minder dan zonder automatische volumeregeling het geval zou zijn. Indien door een geringe stijging van de spanning aan de diode de versterking in de voorafgaande trappen sterk vermindert, zal de geluidssterkte minder toenemen dan het geval zou zijn, indien eenzelfde stijging van de spanning een geringere vermindering van de versterking ten gevolge had gehad. Wordt in ontvangtoestellen een effectief werkende automatische volumeregeling gewenscht, dan laat men eenige buizen door de regelspanning over den diodeweerstand beïnvloeden. Het nadeel van een zeer effectief werkende automatische volumeregeling is echter, dat de versterking tusschen de afstemmingen op de zenders zeer sterk toeneemt, zoodat ook alle bijgeluiden met groote sterkte worden weergegeven, hetgeen bij het instellen van het toestel storend werkt. Bij een minder effectief werkende automatische volumeregeling zal de volumeregelaar vrij sterk verzwakkend ingesteld zijn, indien een zender van normale sterkte wordt ontvangen; stelt men het toestel op een anderen zender in, dan kan de versterking van het toestel door de geringere L.F. versterking niet maximaal worden.
Het is doelmatig voor de automatische volumeregeling de voor dit doel

ontworpen buizen met regelbare steilheid toe te passen, daar de kruismodulatie en modulatievervorming hierbij bijna over het geheele regelgebied geringer zijn dan bij buizen, die ontworpen zijn voor een constante versterking, dus voor een vast ingesteld werkpunt.

§ 3. Uitgestelde automatische volumeregeling

Neemt men de regelspanning voor het regelen van de versterkingsbuizen in de H.F., meng- en M.F. trappen van den lekweerstand van de detectiediode af (op deze gelijkspanning is nog de laagfrequente modulatie gesuperponeerd, die door een filterkring afgevlakt dient te worden — zie fig. 272), dan zal de versterking van den ontvanger ook bij zeer zwakke draaggolven een vermindering ondergaan. Zijn deze draaggolven zoo zwak, dat de hierop gesuperponeerde modulaties den eindtrap niet volledig kunnen sturen, dan bestaat de toestand, dat de reeds onvoldoende geluidssterkte door de automatische volumeregeling nog verder wordt verzwakt.

Daarom wordt het inzetten van de automatische volumeregeling veelal uitgesteld, zoodat deze eerst begint te werken bij draaggolven, waarvan de sterkte zoodanig is, dat de eindbuis bij een bepaalde modulatiediepte volledig gestuurd kan worden. (Doorgaans wordt als norm voor de modulatiediepte 30% aangenomen.) In dat geval spreekt men van een **uitgestelde automatische volumeregeling.**

Het uitstel kan bijv. worden bereikt, door aan de diode, die de regelspanning levert, een negatieve voorspanning te leggen. Men brengt bijvoorbeeld de anode op de potentiaal van het chassis; de voorspanning wordt verkregen door een positieve spanning aan de kathode te leggen (zie fig. 273).

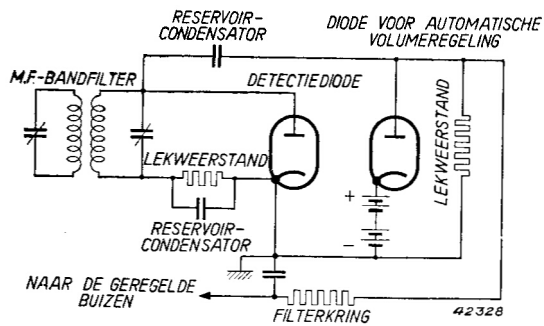


Fig. 273
Principe van een uitgestelde automatische volumeregeling.

Zoolang de topwaarde van de spanning van het M.F. signaal kleiner is dan de voorspanning, zal geen negatieve gelijkspanning over den lekweerstand komen te staan. Pas als de positieve toppen van de wisselspanning de waarde van de negatieve voorspanning overschrijden, zal een stroom door de diode en den lekweerstand vloeien, zoodat hierover (zie fig. 273) een negatieve gelijkspanning komt te staan en de automatische volumeregeling in werking treedt.

Het is niet mogelijk aan de detectiediode zelf een negatieve gelijkspanning te leggen om het gewenschte uitstel te bereiken, daar in dat geval bij zwakke signalen geen detectie zou plaats hebben en het toestel geen ontvangst zou geven. Bovendien zou bij sterkere draaggolven aan de diode sterke vervorming optreden. Voor de uitgestelde automatische volumeregeling is het dan ook noodig een tweede diode toe te passen, die uitsluitend ten doel heeft de regelspanning te leveren. Doordat uitgestelde automatische volumeregeling vrij algemeen wordt toegepast, gebruikt men doorgaans buizen met twee diodesystemen in één ballon.

De uitstelspanning moet zoodanig zijn, dat bij een modulatiediepte van 30% de modulatiepieken op de draaggolf de voorspanning van de diode juist dàn overschrijden, wanneer de hoogfrequente spanning aan de detectiediode een dusdanige sterkte heeft, dat bij deze modulatiediepte de eindtrap volledig gestuurd kan worden. Is dit het geval bij een draaggolf met een spanning van 10 V, dan moet de uitstelspanning bij een modulatiediepte van 30% dus $10 \sqrt{2} \times 1{,}3 =$ 18,4 V bedragen.

§ 4. Aansluiting van de diode voor de automatische volumeregeling op het voorafgaande bandfilter

Doorgaans gaat aan den detector een M.F. bandfilter vooraf.

De diode voor de automatische volumeregeling kan nu hetzij op den primairen, hetzij op den secundairen kring worden aangesloten (zie fig. 274).

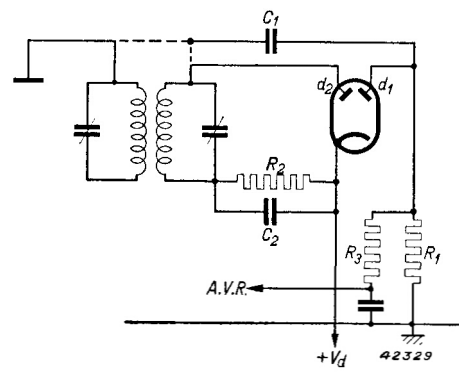


Fig. 274
Aansluiting van de detectiediode en de diode voor uitgestelde automatische volumeregeling op den voorafgaanden M.F. transformator. De diode voor de automatische volumeregeling kan hetzij met den primairen, hetzij met den secundairen kring worden verbonden. De beide mogelijkheden worden door stippellijnen aangegeven.

De aansluiting van de diode voor automatische volumeregeling op de primaire of de secundaire van het voorafgaande bandfilter beïnvloedt:

a) de selectiviteit van dit bandfilter,

b) de nauwkeurigheid of scherpte van de afstemming op een zender op het gehoor of met behulp van een afstemindicator en

c) de modulatievervorming, die optreedt ten gevolge van de periodische verandering van de belasting van het voorafgaande bandfilter

in het rhythme van de laagfrequente modulatie of ten gevolge van het uitstel van de automatische volumeregeling.

a) **De invloed op de selectiviteit van het bandfilter**

De diode voor de automatische volumeregeling beïnvloedt de selectiviteit van het toestel, daar deze buis met het laatste M.F. bandfilter is verbonden en de resonantiekromme daarom afhankelijk is van de demping door deze diode (zie hoofdstuk XVII).
Wat de grootte van deze demping betreft, zij het volgende vermeld. Moderne ontvangers worden meestal zoo ontworpen, dat de spanning van het M.F.signaal aan de detectiediode (d_2 van fig. 274) relatief groot is (men heeft dan het voordeel van de lineaire gelijkrichting). De H.F. vervangingsweerstand van deze diode met haar lekweerstand is dan gelijk aan de halve waarde van den lekweerstand R_2 (zie fig. 274). Heeft de lekweerstand een waarde van 0,5 MΩ, dan is dus de dempende weerstand voor de diodeschakeling gelijk aan 0,25 MΩ. Daar de diode voor automatische volumeregeling d_1 een uitstelspanning ontvangt, is de dempende werking van deze diode afhankelijk van de sterkte van het M.F. signaal hierop. Is in de schakeling van fig. 274 de topwaarde van de gemoduleerde draaggolf op d_1 kleiner dan de uitstelspanning, dan wordt de kring, waarop d_1 is aangesloten, alleen door de parallel geschakelde weerstanden R_1 en R_3 gedempt. Voor signaalspanningen, die eenige malen zoo groot zijn als de uitstelspanning V_d, kan de vervangingsweerstand voor de demping door de diode d_1 bij benadering op de volgende wijze worden berekend. De gelijkspanning op den weerstand R_1 is ongeveer gelijk aan de topwaarde van de ongemoduleerde draaggolf V_o verminderd met de uitstelspanning V_d. Het gelijkstroomvermogen, dat door den weerstand R_1 opgenomen wordt, is dus gelijk aan $\frac{(V_o - V_d)^2}{R_1}$. Willen we nu de diodeschakeling door een weerstand R_{d1} vervangen, dan moet door dezen weerstand hetzelfde vermogen worden opgenomen.
R_{d1} moet dus aan de volgende voorwaarden voldoen:

(1) $$\tfrac{1}{2}\frac{(V_o)^2}{R_{d1}} = \frac{(V_o - V_d)^2}{R_1},$$

of:

(2) $$R_{d1} = \tfrac{1}{2} R_1 \left(\frac{V_o}{V_o - V_d}\right)^2.$$

Behalve het gelijkstroomvermogen, dat aan R_1 afgegeven wordt, nemen

de weerstanden R_1 en R_3, die parallel geschakeld liggen, nog een wisselstroomvermogen op.
Indien nu R_1 en R_3 bijv. beide een waarde van 1 MΩ hebben, dan is bij kleine M.F.spanningen (kleiner dan de uitstelspanning V_d) de schakeling van de diode d_1 door een weerstand $R_1 // R_3 = \frac{1}{2}$ MΩ te vervangen, en bij M.F.spanningen, die zeer veel grooter zijn dan de uitstelspanning [waarbij $\left(\frac{V_o}{V_o - V_d}\right)^2$ ongeveer gelijk is aan 1] door een weerstand $R_{d1} = R_1 // R_3 // \frac{1}{2} R_1 = \frac{1}{4}$ MΩ.
De demping door de diode voor automatische volumeregeling kan dus theoretisch een factor 2 varieeren. We kunnen gemakshalve wel met een gemiddelde waarde van $\frac{1}{3}$ MΩ rekenen, wanneer voor R_1 en R_3 een waarde van 1 MΩ wordt aangehouden.
Sluiten we de diode d_1 op den primairen kring aan, dan wordt de secundaire kring van het bandfilter alleen door de detectiediode d_2 gedempt en de primaire kring door de diode voor automatische volumeregeling d_1 en den inwendigen weerstand van de voorafgaande M.F. buis. Wordt daarentegen de diode d_1 eveneens op den secundairen kring van het bandfilter aangesloten, dan wordt de primaire kring nauwelijks gedempt (slechts door den inwendigen weerstand van de voorafgaande M.F. buis) en de secundaire kring door de schakelingen van de dioden d_1 en d_2. Men kan nu berekenen, dat de gemiddelde kwaliteit van de beide bandfilterkringen, en dus ook de selectiviteit, in het laatste geval beter zijn, dan wanneer de diode voor automatische volumeregeling op den primairen kring wordt aangesloten. Dit kan hierdoor verklaard worden, dat de secundaire kring in elk geval door de detectiediode d_2 gedempt wordt, zoodat zonder aansluiting hierop van de diode voor automatische volumeregeling, de kwaliteit van den secundairen kring slechter is dan die van den primairen kring. Het aansluiten van de diode voor automatische volumeregeling op den secundairen kring heeft minder invloed op haar slechtere kwaliteit, dan het aansluiten van deze diode op den primairen kring op de betere kwaliteit van de laatste.
We kunnen dus concludeeren, dat, indien de diode voor de automatische volumeregeling op de secundaire wordt aangesloten, de selectiviteit van het bandfilter gunstiger is dan bij aansluiting op de primaire.

b) **De invloed op de scherpte van de afstemming op een zender**

De nauwkeurigheid van de afstemming op een zender wordt door de automatische volumeregeling verminderd. Dit is te verklaren door de omstandigheid, dat bij een bepaalde verstemming van de kringen

ten opzichte van de signaalfrequentie, de verzwakking van de spanning van de draaggolf aan den detector, die volgens de resonantiekromme zou ontstaan, door de automatische volumeregeling, die dan naar grootere versterking regelt, gedeeltelijk wordt opgeheven. Indien de diode voor de automatische volumeregeling op den primairen kring wordt aangesloten, heeft ze de neiging, de spanning over dezen kring constant te houden. Op den primairen kring volgt nog de secundaire, waardoor bij verstemming een verzwakking van de middenfrequente spanning aan de detectiediode wordt veroorzaakt, die met de selectiviteit van dezen kring overeenkomt. Daardoor zal de scherpte van de afstemming bij deze schakeling grooter zijn dan bij aansluiting van beide dioden op den secundairen kring. Dit geldt niet uitsluitend voor toestellen, die op het gehoor worden ingesteld, maar evenzeer voor toestellen met zichtbare afstemming, daar ook deze gewoonlijk door de spanning op den secundairen kring wordt geregeld.

c) De invloed op de modulatievervorming

Indien de modulatiediepte van de middenfrequente spanning aan de diode voor de automatische volumeregeling zoo groot is, dat de laagste tijdens een L.F. periode optredende amplitude van de draaggolf kleiner is dan de uitstelspanning, wordt de demping van deze diode op den aangesloten kring periodisch opgeheven. Hierdoor zal de M.F. versterking tijdens een L.F. periode niet gelijkmatig zijn, waardoor vervorming van de L.F. kromme, dus modulatievervorming, wordt veroorzaakt. De vervorming is het grootst, als de amplitude van de ongemoduleerde draaggolf ongeveer gelijk is aan de uitstelspanning, daar in dat geval tijdens een halve periode van de modulatie geen stroom door de diode voor de automatische volumeregeling vloeit. In de practijk heeft men vervormingen tot 3% kunnen meten.
De modulatievervorming, die bij aansluiting van de diode voor de uitgestelde automatische volumeregeling op den secundairen kring optreedt, is kleiner dan bij aansluiting op den primairen kring, daar een verandering van de demping door deze diode op den secundairen kring, die reeds door den diodedetector wordt gedempt, van geringeren invloed is op de M.F.versterking. In dat geval treedt echter behalve modulatievervorming nog een ander soort vervorming op, die veel ernstiger vormen kan aannemen. Over den weerstand R_1 (zie fig. 274) ontstaat namelijk behalve een gelijkspanning ook een L.F. spanning. Indien de amplitude van de middenfrequente spanning gedurende een gedeelte van de L.F.periode kleiner is dan de uitgestelde

spanning, zal de vorm van de kromme van deze L.F.spanning niet overeenkomen met de modulatie, maar sterk vervormd zijn. Een gedeelte van deze vervormde L.F.spanning wordt via den condensator C_1 naar den weerstand R_2 geleid (de impedantie van den afgestemden kring is voor de lage frequenties te verwaarloozen), waardoor het L.F.uitgangssignaal wordt vervormd. Deze vervorming kan ernstig worden. Bij aansluiting van de diode d_1 voor de automatische volumeregeling op de primaire, ontstaat hierdoor weliswaar eveneens een vervormde L.F. stroom, maar deze veroorzaakt geen spanning op R_2.
Indien de amplitude van de draaggolf aan de diode voor de automatische volumeregeling eenige keeren grooter is dan de uitstelspanning, zal de detectie door deze diode alleen bij groote modulatiediepten gedurende een gedeelte van de L.F. periode worden onderbroken. De beide besproken soorten vervorming zijn dan veel geringer. Uit dien hoofde is het van belang, de automatische volumeregeling niet al te effectief uit te voeren. De draaggolfspanning aan de diode voor de automatische volumeregeling zou anders, nadat de uitstelspanning is overschreden, bij een toenemend signaal slechts uiterst langzaam stijgen en pas bij zeer sterke signalen enkele keeren grooter worden dan de uitstelspanning.

§ 5. De drie-diodenschakeling

De toepassing van een diode voor het leveren van een uitgestelde automatische volumeregeling heeft bepaalde nadeelen, waarvan enkele werden uiteengezet. Uit overwegingen van weergavekwaliteit zou het dus de voorkeur verdienen, een diode zonder uitstelspanning toe te passen; het nadeel hiervan zou echter zijn, dat de eindtrap pas bij zeer sterke antennesignalen volledig wordt gestuurd.

De ideale oplossing zou zijn:

1) de diode voor de automatische volumeregeling op den primairen kring van het laatste M.F.bandfilter aan te sluiten;

2) aan deze diode in verband met de vervorming, die anders zou optreden, geen voorspanning te leggen;

3) desondanks een uitstel van de automatische volumeregeling te bereiken.

De mogelijkheid, om aan deze voorwaarden te voldoen, wordt door een schakeling gegeven, waarbij drie dioden worden toegepast, de **drie-diodenschakeling** (zie fig. 275, waarin, om een beter overzicht te verkrijgen, drie afzonderlijke dioden zijn geteekend).
De diode d_3 wordt op de gebruikelijke wijze als detectiediode gebruikt.

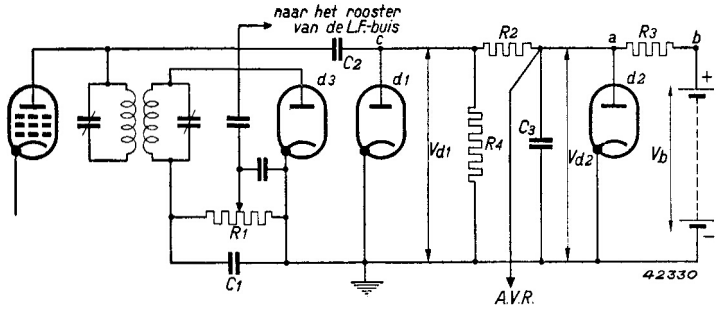


Fig. 275
Principe van de drie-diodenschakeling voor uitgestelde automatische volumeregeling.

De diode d_1 dient voor de gelijkrichting van de middenfrequente spanning ten behoeve van de automatische volumeregeling; deze diode is op de primaire van den laatsten M.F. transformator aangesloten en krijgt geen uitstelspanning. Het uitstellen van de automatische volumeregeling wordt door de diode d_2 bewerkstelligd [1]). De anode van deze diode ligt, via den weerstand R_3, aan een positieve spanning van geschikte waarde, die in de figuur door een batterijspanning V_b wordt aangegeven.
Ten gevolge van de positieve spanning aan de diode d_2, die door den weerstand R_3 wordt toegevoerd, vloeit door deze diode stroom. Daar de gelijkstroomweerstand van de diode klein is, is de anode (punt a) dan slechts weinig positief t.o.v. de kathode (of de aardleiding waarmede de kathode is verbonden).
Wordt aan diode d_1 een draaggolfspanning toegevoerd, dan ontwikkelt zich, als gevolg van de gelijkrichting in deze diode, een negatieve gelijkspanning over den lekweerstand R_4 (punt c wordt dus negatief). Punt a is dan het aftakpunt van een spanningsdeeler R_3R_2, die door

[1]) De nummering van deze dioden is in overeenstemming met de bestemming, die aan de drie dioden van de buis EAB1 werd gegeven.

de diode d_2 belast is, tusschen een positieve potentiaal V_b en een negatieve potentiaal V_{d1} (zie fig. 276).

Zoolang de negatieve potentiaal V_{d1} klein is, zal de nullastspanning van punt a positief zijn en zal dus door de diode d_2 stroom vloeien. Bij groote waarden van de negatieve potentiaal V_{d1} zal daarentegen de nullastspanning aan punt a negatief zijn; er kan dan geen stroom door d_2 vloeien. In dat geval is de potentiaal aan punt a direct afhankelijk van de potentiaal V_{d1}.

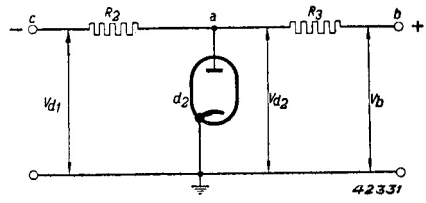


Fig. 276
Spanningsdeeler tusschen de positieve potentiaal V_b en de negatieve potentiaal V_{d1}. Deze spanningsdeeler is belast door de diode d_2.

De spanning V_{d2} aan punt a wordt dan bepaald door de vergelijking

$$(1) \qquad V_{d2} = V_b \frac{R_2}{R_2 + R_3} + V_{d1} \frac{R_3}{R_2 + R_3}.$$

Worden nu de roosters van de te regelen buizen met punt a gekoppeld, dan hebben we een automatische volumeregeling. Zoolang dus bij zwakke draaggolven de negatieve spanning aan de anode van d_1 slechts gering is, vloeit door d_2, ten gevolge van de positieve spanning V_b, een stroom en werkt de automatische volumeregeling niet. Boven een bepaalde grenswaarde van de negatieve spanning V_{d1} werkt ze daarentegen wel. We zien dus, dat we een automatische volumeregeling hebben, die bij een bepaalde spanning V_{d1}, dus bij een bepaalde draaggolfspanning, begint te werken. Deze volumeregeling is dus uitgesteld.

De keuze van de weerstanden R_2 en R_3 en van de spanning V_b in vergelijking (1) wordt bepaald door de sterkte van de draaggolf aan de detectiediode, waarbij de automatische volumeregeling moet beginnen te werken. Als deze spanning bekend is, is V_{d1} als amplitude van de ongemoduleerde draaggolf aan d_1 bekend. Neemt men aan, dat door d_2 juist geen stroom vloeit, als de negatieve spanning aan deze buis 0,8 V bedraagt, dan wordt de vergelijking (1):

$$-0{,}8 = V_b \frac{R_2}{R_2 + R_3} + V_{d1} \frac{R_3}{R_2 + R_3}.$$

De drie-diodenschakeling heeft nog een tweede voordeel tegenover de toepassing van een diode met een uitstellende voorspanning. De regelspanning, die in het laatste geval met behulp van een diode wordt verkregen, is vrij sterk afhankelijk van de modulatiediepte van het signaal, in het bijzonder in toestellen, waarvan de automatische volumeregeling zeer effectief is en de signaalsterkte aan de detectiediode na

het inzetten van de automatische volumeregeling nog maar weinig toeneemt. [1]) Het gevolg is in de eerste plaats, dat de regelspanning bij een grootere modulatiediepte, dus bij een grootere geluidssterkte van de muziek, grooter is, waardoor de contrasten worden vervlakt.
Nog veel storender is het echter, dat de uitslag van een electronenstraalindicator (voor zichtbare afstemming), die door deze regelspanning wordt gestuurd, afhankelijk is van de modulatiediepte. De indicator zal dus, in het bijzonder bij sterke passages in muziek of spraak, gaan flikkeren. Ook als de indicator op de detectiediode wordt aangesloten, zal dit flikkeren optreden, omdat ook de sterkte van de draaggolf aan den detector van de modulatiediepte afhangt, ten gevolge van de afhankelijkheid der regelspanning van de modulatiediepte.
Daar de regelspanning bij de drie-diodenschakeling zonder uitstelspanning wordt verkregen, vervallen de genoemde nadeelen bij deze schakeling. Ten slotte zij nog gewezen op het doel van den weerstand R_4. Oogenschijnlijk zou R_4 in deze schakeling kunnen vervallen, daar de gelijkstroom door de diode d_1 via R_2 en R_3 in de uitwendige keten naar de kathode terug zou kunnen vloeien. Als men dezen weerstand weglaat, zou echter de volgende moeilijkheid ontstaan. Indien de sterkte van de draaggolf aan d_1 toeneemt, bijvoorbeeld doordat het toestel op een zender wordt afgestemd, wordt de condensator C_3 door de diode d_1, via den weerstand R_2, opgeladen. Als de sterkte van de draaggolf afneemt, bijvoorbeeld bij het verstemmen van het toestel, moet C_3 zich echter over R_3 ontladen. Doordat de weerstandswaarde van R_3 steeds een veelvoud is van die van R_2 (anders zou een te klein gedeelte van de regelspanning V_{d1} nuttig worden gebruikt), kan C_3 zich slechts langzaam ontladen. Bij het afnemen van de sterkte van de draaggolf daalt de regelspanning dan te langzaam en het toestel blijft gedurende korten tijd ingesteld op de kleine gevoeligheid, die overeenkwam met de oorspronkelijk grootere sterkte van de draaggolf. Dit is des te storender, naarmate de sterkte van de draaggolf sneller verandert. Is het toestel dus op een sterken zender ingesteld en draait men den afstemknop snel verder, dan worden enkele zwakke aangrenzende zenders niet gehoord. Door den weerstand R_4 kan C_3 zich ook via R_2 en R_4 ontladen, zoodat dit storende bijverschijnsel wordt vermeden.

---

[1]) Dit is als volgt in te zien. Aangenomen bijv., dat de amplitude van de ongemoduleerde draaggolf ongeveer gelijk is aan de uitstelspanning, dan vloeit alleen stroom door de diode gedurende den tijd, dat de amplitude van de draaggolf, ten gevolge van de modulatie, grooter is dan de uitstelspanning. De spanning over den lekweerstand van de diode stelt zich dientengevolge in op een gemiddelde waarde, die afhangt van het verschil tusschen de hoogste topwaarde van de gemoduleerde middenfrequente draaggolf en de uitstelspanning, dus, volgens het bovenstaande, van de modulatiediepte.

§ 6. Practische verwezenlijking van drie-diodenschakelingen

In de eerste plaats ligt het voor de hand voor dè drie-diodenschakeling een drievoudige diode te gebruiken. Hiervoor werd door Philips een speciale drievoudige diode geconstrueerd: de EAB 1. De schakeling van deze buis kan dan worden uitgevoerd, zooals in fig. 275 is aangegeven. Men vervange alleen de batterij, die de spanning V_b moet leveren, door een spanningsdeeler, die de spanning van het anodevoedingsgedeelte van den ontvanger op de gewenschte waarde reduceert. In vele gevallen zal men echter van dioden gebruik willen maken, die bij versterkingsbuizen zijn ingebouwd (bijv. de dioden, die zich in de dubbeldiode-triode EBC 3 en/of de dubbeldiode-eindpenthode EBL 1 bevinden). We zullen hiervoor nog eenige voorbeelden van schakelingen geven. Fig. 277 geeft een schakeling weer, waarin de buizen EBC 3 en EBL 1 worden toegepast. In deze figuur zijn de dioden, de condensatoren en de weerstanden genummerd in overeenstemming met de drie-diodenschakeling van fig. 275. In deze schakeling wordt de regelspanning voor de mengbuis van punt a en de regelspanning voor de M.F. buis van punt c afgenomen (deze laatste wordt nog door R_5 en C_5 gefilterd).

Op deze wijze is een gecombineerde uitgestelde en niet uitgestelde automatische volumeregeling verkregen, daar de regelspanning aan de M.F. buis niet is uitgesteld. Deze schakeling bevat ook een tegenkoppeling van de luidsprekerketen naar het rooster van de L.F. voorversterkingsbuis EBC 3 (zie hoofdstuk XXVI). Daar voor de juiste werking van de schakeling de kathode van de EBL 1 aan aarde moet liggen, wordt de negatieve voorspanning van het penthodegedeelte van deze buis verkregen door den spanningsval in den weerstand in de negatieve leiding van den anodevoedingsgelijkrichter.

Voor het berekenen van de werking van deze schakeling dient men te bedenken, dat de kathode van de diode d_1 ongeveer 3 V positief t.o.v. aarde is en men hiermee rekening moet houden bij het bepalen van de draaggolfspanning, waarbij de automatische volumeregeling begint te werken. Wanneer de draaggolfspanning op het oogenblik van inzetten van de automatische volumeregeling bijv. 10 V moet zijn, is de spanning tusschen punt c en aarde $3-10\sqrt{2} = -11$ V; men moet dus deze waarde voor V_{d1} in vergelijking (1) invullen.

Het punt c is bij afwezigheid van een draaggolfspanning aan de diode d_1 positief t.o.v. aarde. De potentiaal van dit punt is dan gelijk aan $V_k \frac{R_2}{R_2 + R_4}$, daar de kathode van de EBC 3 positief is en punt a nagenoeg op aardpotentiaal ligt (de diode d_2 is dan geleidend en haar

anode ligt dientengevolge op kathodepotentiaal). Het rooster van de M.F. buis is via weerstand R_5 met punt c verbonden en heeft dus de overeenkomstige potentiaal, zoodat, om de juiste negatieve roostervoorspanning te verkrijgen, de kathodespanning van deze buis 2 à 3 V hooger gekozen moet worden dan de potentiaal van het rooster (dus ca. 5 à 6 V moet bedragen).

Een andere mogelijkheid voor de verwezenlijking van de drie-diodenschakeling biedt het gebruik van het vangrooster van de M.F. verster-

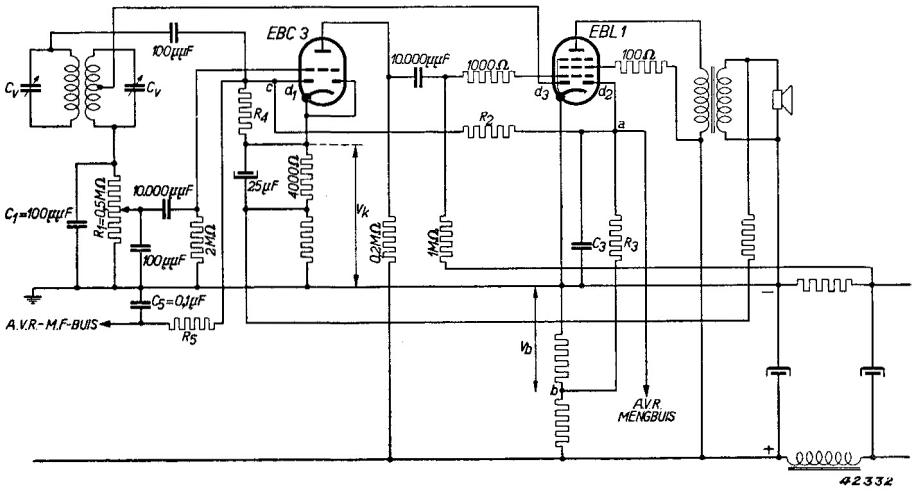


Fig. 277

Practische uitvoering van de drie-diodenschakeling met behulp van een dubbeldiode-triode en een dubbeldiode-eindpenthode. Van de vier ter beschikking staande dioden wordt er één niet gebruikt. Deze schakeling toont eveneens een uitvoering van tegenkoppeling (zie hoofdstuk XXVII).

kingspenthode als derde diode. Fig. 278 toont een schema voor dit gebruik, waarbij als M.F. versterker de penthode EF 9 en als L.F. versterker de EBC 3 (dubbeldiode-triode) worden toegepast.

Daar de kathode van de EBC 3 in dit geval geaard moet zijn, moet de negatieve voorspanning voor deze buis worden afgenomen van een weerstand in de negatieve leiding van den anodevoedingsgelijkrichter. De dioden van de EBC 3 worden gebruikt voor detectie en automatische volumeregeling (d_3 en d_1 van fig. 275), terwijl het vangrooster van de EF 9 als diode voor het uitstel van de automatische volumeregeling dient (d_2 in fig. 275). In fig. 278 zijn wederom de weerstanden en condensatoren genummerd in overeenstemming met die van fig. 275; de werking van deze schakeling zal aan de hand hiervan zonder meer duidelijk zijn. Aan het vangrooster komt, zooals uit het schema volgt,

alleen maar een gelijkspanning en geen H.F. of L.F.spanning te liggen. De regelspanning van de M.F. buis EF 9 wordt weer, evenals in het vorige voorbeeld, van punt c afgenomen en is dus niet uitgesteld, terwijl van punt a de regelspanning van de mengbuis en de eventueele H.F. buis van den ontvanger worden afgenomen. Zoodoende krijgt de M.F. buis vanaf het kleinste antennesignaal een vergrooting van roostervoorspanning, hetgeen met het oog op ruisch gunstig is.

Daar de kathodespanning van de EF 9 2,5 V positief is t.o.v. de aardleiding, is zonder draaggolfspanning op de diode d_1 de potentiaal van punt a gelijk aan de spanning van deze kathode.

Bij het berekenen van de werking van het uitstel dient men hiermede rekening te houden en in vergelijking (1) voor V_{d2} de waarde van 2,5—0,8 = 1,7 V in te vullen.

Men dient te bedenken, dat vóór het in werking treden van de auto-

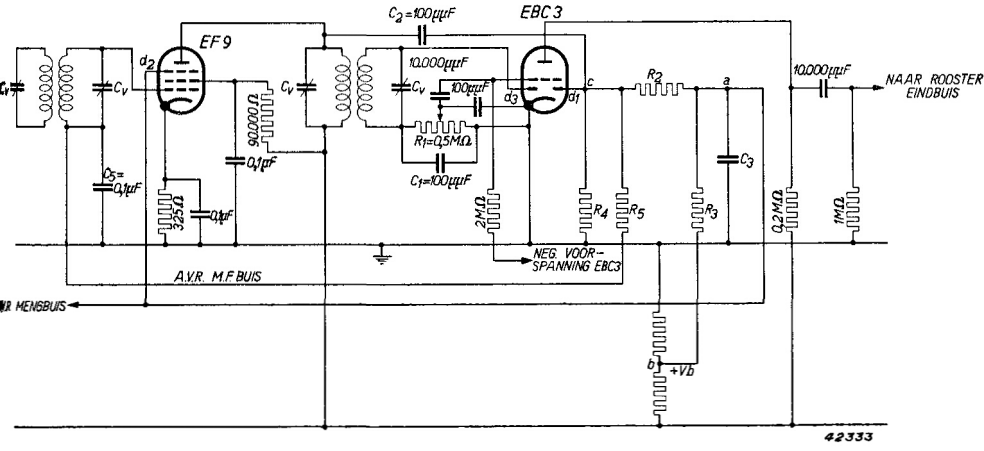


Fig. 278
Drie-diodenschakeling, waarbij het vangrooster van de M.F. buis als derde diode wordt gebruikt.

matische volumeregeling punt a positief is. Daar deze spanning zich ook aan het rooster van de mengbuis bevindt, moet de kathodespanning van deze buis dienovereenkomstig hooger worden gekozen, om de juiste negatieve roostervoorspanning in niet geregelden toestand te verkrijgen.

§ 7. De regelingskromme van de automatische volumeregeling

De werking van de automatische volumeregeling kan met vrij groote nauwkeurigheid van tevoren worden berekend. Hiertoe moet men allereerst de versterking van de verschillende geregelde buizen als functie

van de toegevoerde regelspanning weten. Voor buizen, die voor dit doel bestemd zijn, worden steeds krommen gepubliceerd, waarin de steilheid op logarithmische schaal als functie van de negatieve roosterspanning is uitgezet. Als de impedanties van de koppelelementen bekend zijn, kan men — daar in het algemeen voor buizen met hoogen inwendigen weerstand geldt, dat de versterking gelijk is aan de steilheid maal de koppelimpedantie — de versterking van elken trap als functie van de regelspanning berekenen. Heeft men deze bepaald, dan zal men ook de versterking van het geheele toestel, voor zoover dit aan de diode voor de automatische volumeregeling voorafgaat, als functie van de regelspanning kunnen uitzetten. Behalve deze kromme van de voorafgaande trappen heeft men ook de kromme noodig, die voor den detector aangeeft, op welke wijze de regelspanning van de draaggolfspanning afhankelijk is, terwijl men ook bekend moet zijn met de mate, waarin het L.F. signaal van de M.F. spanning aan den detector afhankelijk is. Deze gegevens worden voor alle diodedetectoren in den vorm van karakteristieken gepubliceerd.

Met behulp van deze drie krommen kan de kromme, welke de L.F. spanning aan den luidspreker als functie van de H.F. spanning aan de antenne weergeeft, punt voor punt worden geconstrueerd. Deze kromme geeft de werking van de automatische volumeregeling weer en wordt **de regelingskromme van de automatische volumeregeling** genoemd.

Indien men uitgaat van een bepaalde spanning aan den luidspreker, kan men met behulp van de kromme van de detectiediode, die aangeeft op welke wijze de L.F. spanning afhankelijk is van de tot 30% gemoduleerde M.F. spanning de overeenkomende M.F. spanning bepalen. Uit de kromme van de diode voor de automatische volumeregeling, waardoor de negatieve gelijkspanning wordt gegeven als functie van de M.F. spanning, welke tegelijkertijd aan deze diode optreedt, kan men dan de voorspanning berekenen, die aan de geregelde buizen wordt toegevoerd. Men kan vervolgens uit de krommen voor de H. F. versterking, conversieversterking en M.F. versterking als functie van de gelijkspanning aan de geregelde buizen, de H.F. spanning aan de antenne afleiden. Fig. 279 geeft een dergelijke kromme van een toestel met uitgestelde automatische volumeregeling. Hieruit blijkt, dat de spanning aan den luidspreker nagenoeg evenredig toeneemt met de spanning aan de antenne, tot de automatische volumeregeling begint te werken. Zoodra dit het geval is, neemt de spanning aan den luidspreker aanmerkelijk minder sterk toe dan het antennesignaal.

Het is duidelijk, dat de regelingskromme bij een groote maximale versterking van het aan den detector voorafgaande gedeelte van het toestel

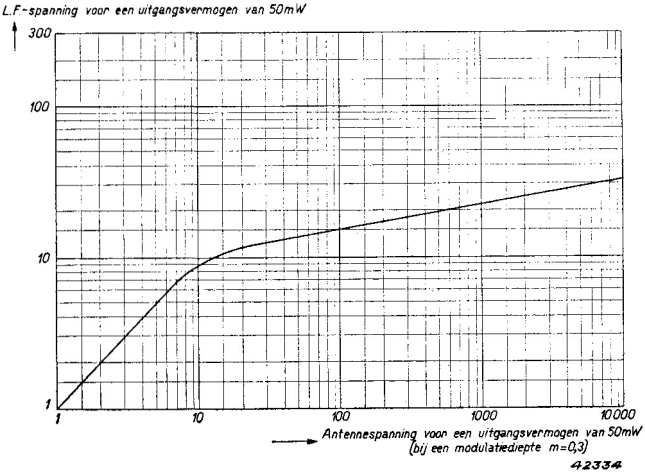


Fig. 279
Regelingskromme van een toestel met uitgestelde automatische volumeregeling.

vlakker verloopt dan bij een kleine versterking, indien althans een gelijk aantal geregelde buizen met dezelfde eigenschappen wordt toegepast, daar het signaal aan den detector dan meer versterkt is. Bij een verandering van het antennesignaal zal de verandering van de gelijkspanning aan de geregelde buizen dan grooter zijn.

§ 8. Versterkte automatische volumeregeling

In de gevallen, waarin een bijzonder effectieve werking van de automatische volumeregeling gewenscht is, kan men de gelijkspanning, die door de diode voor de automatische volumeregeling wordt geleverd, met behulp van een afzonderlijke buis eerst nog versterken, alvorens ze aan de roosters van de geregelde buizen toe te voeren. In dat geval wordt van een **versterkte automatische volumeregeling** gesproken. In normale ontvangtoestellen wordt versterkte automatische volumeregeling weinig toegepast, daar hierdoor niet alleen de kosten van het toestel worden verhoogd, maar een al te effectieve automatische volumeregeling doorgaans niet wordt gewenscht. Fig. 280 geeft een voorbeeld van een versterkte en uitgestelde automatische volumeregeling. In deze schakeling worden de dioden van de EBC 3 voor de detectie en voor het uitstel van de automatische volumeregeling gebruikt, terwijl het triodegedeelte van deze buis dient voor het versterken van de aan den lekweerstand R_1 van de detectiediode d_2 ontwikkelde regelspanning, die voor de volumeregeling gebruikt wordt (spanning aan punt c). Een

gelijkspanningsverandering aan het rooster van de EBC 3 veroorzaakt een ongeveer 15 keer zoo groote gelijkspanningsvariatie over den kathodeweerstand R_3 (12 500 Ω) van deze buis.

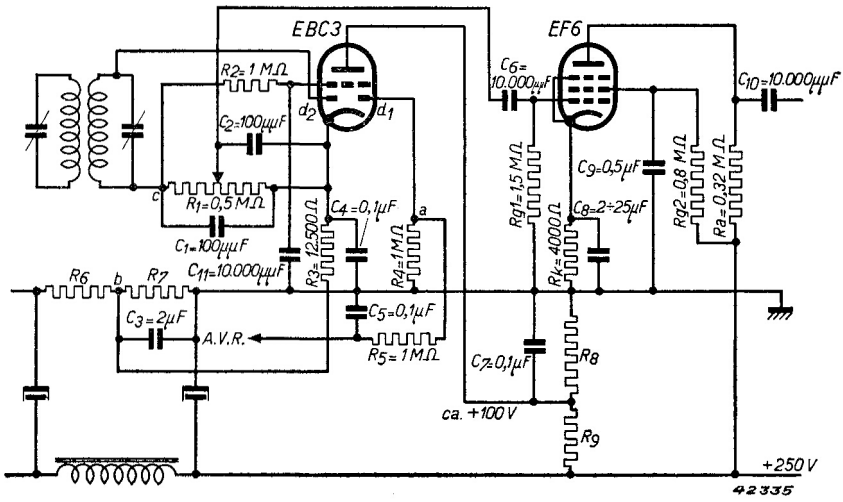


Fig. 280
Principieele schakeling van een versterkte en uitgestelde automatische volumeregeling.

De spanning tusschen de kathode en het chassis (aarde) wordt bepaald door den spanningsval in den kathodeweerstand R_3 en door de negatieve spanning t.o.v. aarde aan het aftakpunt b tusschen de weerstanden R_6 en R_7, die in de negatieve leiding van het anodevoedingsgedeelte zijn opgenomen. Bij afwezigheid van een draaggolfspanning aan de detectiediode is de kathode positief t.o.v. aarde. De anode van diode d_1 is eenerzijds via weerstand R_4 met aarde verbonden en is dus negatief t.o.v. de kathode, en anderzijds is ze met de roosters van de geregelde buizen over een filter R_5C_5 verbonden.
Zoolang de kathode positief is t.o.v. het chassis, werkt de automatische volumeregeling niet. Bij toenemende draaggolfspanning aan de detectiediode d_2 wordt het rooster van de EBC 3 steeds meer negatief, de anodestroom neemt af en de kathodespanning dus eveneens, tot, op een gegeven oogenblik, de kathodespanning nog maar zoo weinig positief is t.o.v. de anode d_1, dat deze diode geleidend wordt. Er loopt dan een stroom van de anode d_1 naar de kathode en er ontstaat een spanningsval in den weerstand R_4. Neemt de draaggolfspanning aan de detectiediode nog verder toe, dan wordt de kathodepotentiaal van de EBC 3 steeds meer negatief t.o.v. het chassis. De stroom door de diode d_1 wordt dan steeds grooter en dientengevolge ook de spanningsval in den weerstand

R_4. Punt a wordt dus in toenemende mate negatief, en zulks is ook het geval met de roosters van de geregelde buizen.
Daar de gelijkstroomweerstand van de diode d_1 t.o.v. den weerstand R_4 klein is, zal de potentiaal aan het punt a ongeveer overeenkomen met de kathodepotentiaal. De spanningsverandering aan de kathode is echter weer een vergroote weergave van de spanningsverandering aan den lekweerstand R_1, zoodat de aan de geregelde buizen toegevoerde regelspanning een versterkte weergave is van de regelspanning aan den lekweerstand van de detectiediode.
Zoodra de diode d_1 geleidend wordt, treedt de automatische volumeregeling in werking. De kathodespanning van de EBC 3 t.o.v. aarde moet nu, bij afwezigheid van een draaggolfspanning aan de detectiediode, zoo gekozen worden, dat de diode d_1 geleidend wordt bij die draaggolfspanning, waarbij de automatische volumeregeling moet beginnen te werken. Deze spanning kan met behulp van de negatieve spanning aan punt b op de juiste waarde worden gebracht.

§ 9. Automatische volumeregeling, waarbij de L.F. versterking mee wordt geregeld

De in de vorige paragraaf beschreven versterking van de regelspanning voor de automatische volumeregeling geeft een middel aan om een zeer effectieve regeling te krijgen. Echter zal men steeds constateeren, dat, wanneer men zich beperkt tot het regelen van buizen, die zich vóór de diode voor de automatische volumeregeling bevinden, een toename van de draaggolfspanning steeds gepaard gaat met een, zij het ook kleine, toename van de L.F.spanning aan het rooster van de eindbuis (of een toename van het uitgangsvermogen — zie ook de regelingskromme van fig. 279). Indien men de spanning aan het rooster van de eindbuis absoluut constant wil houden, moet men ook de L.F.versterking bij toenemende sterkte van de antennespanning laten afnemen.
Neemt bijv. de L.F.spanning voor een bepaalde modulatiediepte van de draaggolf bij een constante L.F.versterking aan het rooster van de eindbuis tienvoudig toe, wanneer de antennespanning van 100 μV tot 1 V varieert, dan kan men, door de L.F.versterking tienvoudig te verzwakken, bij het sterke signaal dezelfde geluidssterkte krijgen als bij het zwakke signaal. Men kan deze L.F.versterking automatisch verzwakken, door als L.F.versterker een buis met regelbare versterking te gebruiken en deze buis door de regelspanning te laten regelen, die door de diode voor automatische volumeregeling wordt geleverd.
Met behulp van de L.F.regeling kan dus de automatische volumeregeling uiterst effectief werken, theoretisch zelfs absoluut goed (men

kan ook wel een overregeling bereiken). De wenschelijkheid van een dergelijke effectief werkende regeling zal echter in ieder geval onderzocht moeten worden.
Fig. 281 toont schematisch het principe van een automatisch geregelde L.F.versterking in combinatie met een dubbeldiode voor detectie en voor uitgestelde automatische volumeregeling.

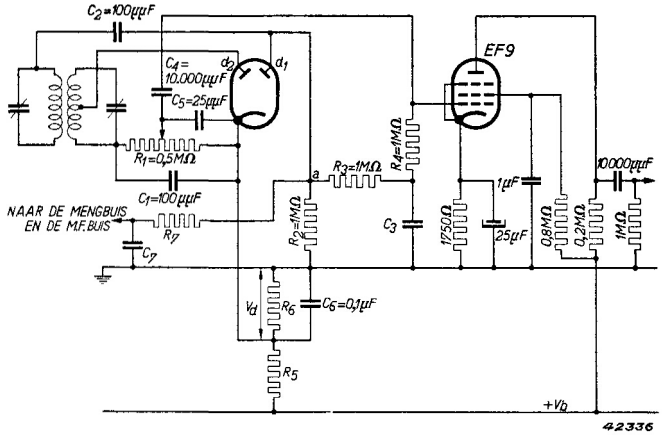


Fig. 281
Principe van een automatisch geregelde L.F. versterking, die de automatische volumeregeling met behulp van de mengbuis en de M.F. buis ondersteunt.

De laagfrequente wisselspanning aan den als volumeregelaar uitgevoerden lekweerstand (R_1) van diode d_2 wordt, via condensator C_4, naar het rooster van de L.F.versterkingsbuis EF 9 gebracht.
De diode d_1 dient voor de uitgestelde automatische volumeregeling; de gewenschte uitstelspanning V_d wordt door een spanningsdeeler R_5R_6 bereikt. De tusschen punt a en de aardleiding ontstane gelijkspanning over lekweerstand R_2 wordt via een filterketen R_3C_3 (om de L.F. en H.F.wisselspanning aan R_2 af te vlakken) en een lekweerstand R_4, naar het rooster van de EF 9 gebracht (deze weerstand is noodzakelijk, daar anders het rooster door C_3 voor de van C_4 afkomstige L.F.wisselspanning kortgesloten zou zijn).
Men kan van punt a eveneens de regelspanning voor de H.F.buis, de mengbuis en de M.F.buis afnemen, hetzij door middel van dezelfde filterketen R_3C_3, hetzij door een aparte filterketen, zooals in fig. 281 door R_7C_7 is aangegeven. Dit laatste is bijv. noodzakelijk, wanneer men de regeling op de L.F.buis zwakker wil maken dan op de H.F.buis,

mengbuis en/of M.F.buis. In dat geval zal men de regelspanning voor de L.F.buis niet van punt a afnemen, maar van een aftakking op den lekweerstand R_2, en moet men dus iedere regelspanning afzonderlijk afvlakken.

§ 10. Korte opmerking betreffende de spanning over den lekweerstand bij afwezigheid van een draaggolf

Ten slotte wordt er nog even op gewezen, dat bij toepassing van een diode zonder uitstelspanning, reeds zonder signaal een negatieve gelijkspanning van ca. — 0,8 V over den lekweerstand van de diode staat. Deze gelijkspanning bevindt zich ook aan de roosters van de geregelde buizen, waardoor hun negatieve roosterspanning in niet-geregelden toestand wordt vergroot. Ten einde van de maximale versterking, die de buizen toestaan, gebruik te kunnen maken, moet men den kathodeweerstand dienovereenkomstig lager kiezen.

HOOFDSTUK XXIII

De ruisch van versterkingsbuizen

§ 1. Algemeene beschouwingen over den ruisch en in het bijzonder over den ruisch van buizen [1])

De ruisch is een bekend verschijnsel, dat bij radio-ontvangst vaak storend werkt en de gevoeligheid van het toestel dikwijls op ongewenschte wijze beperkt. De ruisch vindt voornamelijk in den eersten trap van het toestel zijn oorsprong: de antenne en de kringen, die aan de eerste buis voorafgaan, evenals de eerste versterkingsbuis zelf, hebben hierin hun aandeel.

De ruisch kan in feite aan twee oorzaken worden toegeschreven:

1) aan willekeurige bewegingen van de electronen **(warmtebeweging)** in verschillende stroomketens;
2) aan de onregelmatigheid van den overgang der electronen van de kathode naar de anode van de ontvangbuis.

Overal waar, onder invloed van een electromotorische kracht, een electrische stroom kan vloeien, is de electriciteit steeds spontaan in beweging, ook bij afwezigheid van zulk een EMK, omdat de electronen, die de geleiding mogelijk maken, deelnemen aan de warmtebeweging der atomen (zie hoofdstuk II), d.w.z. een eigen thermische snelheid bezitten (zie hoofdstuk IV). Deze thermische electronenbewegingen zijn volkomen onregelmatig, met als gevolg, dat er gemiddeld over korte tijden een overschot van electronenbeweging zal bestaan in de eene richting of de andere: men spreekt dan van de **thermische stroom- of spanningsfluctuaties.**

Wanneer onder invloed van bijv. een sinusvormige EMK een regelmatig wisselende zwermbeweging van electriciteitsdeeltjes gesuperponeerd wordt op genoemde onvermijdbare ongeordende beweging, zal men die regelmatige beweging slechts kunnen onderscheiden, ongeacht de toegepaste versterking, indien zij voldoende groot is in vergelijking met die onregelmatige beweging. Een storing door ruisch treedt dus in de eerste plaats bij zwakke signalen op, waarbij de door de wisselende EMK veroorzaakte zwermbeweging niet meer groot is t.o.v. de ongeordende bewegingen, die den ruisch ten gevolge hebben.

De intensiteit van de thermische fluctuaties hangt samen met de ther-

---

[1]) Zie ook de artikelen van M. Ziegler in het Philips' Technisch Tijdschrift, 2 (1937), blz. 136—141, 2 (1937), blz. 329—344 en 3 (1938), blz. 193—201.

mische energie kT [1]), waarin k de constante van Boltzmann en T de absolute temperatuur is, en is onafhankelijk van de grootte der elementaire lading, d.w.z. ze zou even groot zijn, indien deze lading oneindig klein ware.

Zooals in hoofdstuk II werd medegedeeld, hebben de electriciteitsdeeltjes, de electronen, een lading van $1{,}6 \cdot 10^{-19}$ coulomb. Wanneer in een vacuumbuis hetzij door foto-emissie, hetzij door thermische emissie, electronen onafhankelijk van elkaar uit een electrode treden en onafhankelijk van elkaar naar een andere electrode overgaan, dan is zelfs bij een grooten stroom door de buis het aantal electronen, dat gedurende een bepaalden tijd overgaat, eindig; dit aantal is echter niet steeds hetzelfde, maar vertoont toevalsfluctuaties om een gemiddelde waarde. De daarmede samenhangende stroomfluctuaties worden beheerscht door de elementaire lading e. Het verschijnsel wordt **hageleffect** genoemd, wegens zijn analogie met het vallen van hagelkorrels. De spanningen, die in beide bovengenoemde gevallen ontstaan en evenredig zijn met de onregelmatige stroomen, veroorzaken, na versterkt te zijn, den ruisch. Het zijn vooral de kring en de buis, waarop de grootste versterking volgt, dus de ingangskring en de eerste buis van het toestel, die de ruischstoring veroorzaken. Het aandeel van de eerste buis aan den ruisch is in het bijzonder bij kortegolfontvangst zeer groot. In vele gevallen wordt als eerste buis in een toestel een mengbuis toegepast. De ruisch is bij een mengbuis echter grooter dan bij een H.F. penthode, zoodat vele duurdere toestellen van een H.F. voorversterkingsbuis worden voorzien.

In het kader van dit boek interesseert ons in de eerste plaats de ruisch, die door de buizen wordt veroorzaakt. Het eenvoudigste geval van den in een buis ontstanen ruisch vinden wij bij de verzadigde diode, en we zullen dit dus het eerst beschouwen.

In een verhitte kathode zijn zoowel de moleculen als de electronen in heftige beweging, waarbij wegens de in hoofdstuk IV beschreven emissie af en toe electronen in de luchtledige ruimte treden, waardoor de kathode wordt omgeven. Zoodra een electron de kathode heeft verlaten, wordt het door de positieve anode aangetrokken en verplaatst het zich onmiddellijk in de richting hiervan. Als de anodespanning voldoende hoog is, wordt deze gang van zaken herhaald voor elk electron dat toevallig buiten de kathode geraakt.

Zoolang de vrijkomende electronen onmiddellijk worden weggezogen, zoodat het in elk oogenblik aan het toeval is overgelaten wanneer opnieuw electronen uittreden, kan de gemiddelde grootte van de voor-

[1]) Zie vergelijking (5): de beteekenis van k is, dat de gemiddelde kinetische energie van een vrij deeltje, dat aan de warmtebeweging deelneemt, 3/2 kT bedraagt.

komende fluctuaties volgens de waarschijnlijkheidsrekening worden bepaald. De fluctuaties zullen des te grooter zijn naarmate de gemiddelde stroom grooter is, en des te kleiner naarmate de stroom een „fijnere structuur" heeft (naarmate hij meer overeenkomst vertoont met een vloeistof). De fijnheid van de structuur van den stroom wordt nu bepaald door de lading, die per electron wordt overgedragen; men vindt deze grootheid dan ook in de formule voor de ruischfluctuaties terug. De toestand, zooals deze voor de verzadigde diode is beschreven, verandert als de anodespanning wordt verlaagd en dus niet alle electronen onmiddellijk worden weggezogen. De negatieve ruimtelading, die zich in dat geval rondom de kathode vormt, zendt de electronen, die uit de kathode treden, gedeeltelijk terug. Het hangt van de grootte der ruimtelading af, in hoeverre dit het geval is. Bij een sterke ruimtelading worden meer electronen teruggestooten dan bij een zwakke, en hoe meer electronen zich uit de ruimtelading naar de anode begeven, des te grooter is het aantal electronen, dat uit de kathode wordt toegelaten. Er ontstaat zoodoende een evenwichtstoestand, die in een bepaald opzicht kan worden vergeleken met den toestand in een stoomketel: zoodra een bepaalde stoomdruk is bereikt, komt geen stoom meer uit het water vrij, voordat men stoom uit den ketel laat ontsnappen.

Door de gezamenlijke werking van de electronen in de ruimtelading, wordt het toeval voor een groot gedeelte uitgeschakeld. Zoodra een electronenstroom, die iets grooter is dan de gemiddelde waarde, uit de kathode treedt en de ruimtelading dus grooter is geworden, zullen verdere electronen in sterkere mate worden afgestooten. Een momenteel te groote toevloed wordt onmiddellijk door een vermindering van den toevloed gecompenseerd en omgekeerd, met andere woorden: het effect van de schommelingen wordt gecompenseerd. Uit het bovenstaande blijkt, dat de ruisch bij een onverzadigde diode, ten gevolge van de ruimtelading geringer zal zijn dan bij een diode, die verzadigd is. Dit wordt ook door metingen bevestigd.

Door de ruimtelading wordt de ruisch zeer sterk verminderd, maar toch niet volkomen opgeheven, daar immers geen enkele regeling, die op terugwerking is gebaseerd, volmaakt kan zijn. Voor de beschreven regeling is een, zij het ook uiterst geringe, verandering van de rumtelading noodzakelijk en deze veranderingen komen uiteraard nog in den anodestroom tot uiting.

Ook bij trioden ontstaat om de kathode een negatieve ruimtelading. Bij een negatieve stuurroosterspanning werkt een triode niet in verzadiging en daarom zal de ruisch bij een triode aanmerkelijk minder zijn, dan bij een verzadigde diode (bij gelijken stroom). Zoo is de effectieve waarde van den ruischcomponent van den stroom ongeveer vijf keer

zoo klein; deze verhouding geldt uiteraard slechts bij benadering; in de practijk vindt men vrij groote verschillen.

De ruisch kan bij buizen met meer dan één rooster vrij groot zijn; deze buizen worden, in tegenstelling met trioden, meestal in de eerste trappen van ontvangtoestellen toegepast. Nu zou men wellicht meenen, dat de ruisch van een buis met meer dan één rooster ongeveer gelijk is aan dien van een triode, maar dit blijkt niet juist te zijn. Weliswaar heeft de negatieve ruimtelading ook hier een compenseerenden invloed, maar het toeval oefent op de electronen bij hun weg naar de anode opnieuw invloed uit. Op dezen weg bevinden zich namelijk de draden van één of meer positieve roosters, die een gedeelte van den electronenstroom opnemen, alvorens de electronen de anode bereiken. Welke en welk aantal electronen in een kort tijdsverloop het positieve schermrooster van een penthode bereiken, is steeds opnieuw aan het toeval onderhevig. Over een langeren tijd gerekend, kan men van den gemiddelden stroom, den schermroosterstroom, spreken, maar bij kortere tijdsverloopen komen toevallige fluctuaties voor. Een compenseerende werking is hier niet aanwezig, want de potentiaal van het schermrooster blijft gelijk, ongeacht of zoo juist een grootere of kleinere hoeveelheid electronen werd opgevangen. Het schermrooster van een penthode neemt dus een wisselend bedrag op van den bijna constanten stroom, die uit de ruimtelading komt, zoodat voor de anode een wisselend bedrag overblijft.

In de practijk blijkt, dat deze zoogenaamde verdeelingsruisch (die dus een gevolg is van de stroomverdeeling in de buis) ongeveer 8 tot 9 keer zoo sterk kan zijn als de ruisch, die reeds in den door de ruimtelading begrensden stroom aanwezig is. Het is dus van belang, den verdeelingsruisch in een penthode te onderdrukken, en hiertoe moet de schermroosterstroom klaarblijkelijk klein worden gehouden.

Op grond hiervan zocht men, met het doel ruischarme H.F. versterkingsbuizen te vervaardigen, naar een vermindering van den schermroosterstroom. Hiervoor zijn verscheidene oplossingen mogelijk. In de buis EF 8 is tusschen het stuurrooster en het schermrooster een extra rooster aangebracht met dezelfde potentiaal als de kathode. Dit rooster heeft denzelfden spoed als het schermrooster en wordt zoodanig gemonteerd, dat de windingen van beide roosters nauwkeurig achter elkaar liggen. De electronen worden door het tweede rooster gebundeld, zoodat zij juist tusschen de roosterwindingen van het derde rooster (schermrooster) heen schieten. Weliswaar wordt door het derde rooster een positief potentiaalvlak opgewekt om de electronen door het eerste, negatieve, rooster heen te trekken, maar doordat het tweede rooster de electronen bundelt, botsen minder electronen tegen het schermrooster

dan zonder extra rooster het geval zou zijn. Door toepassing van het principe der electronenbundeling is men erin geslaagd, den schermroosterstroom I_{g2} tot 0,2 mA of 1/40 van den anodestroom (8 mA) te verminderen [bij de EF 9 bedraagt de schermroosterstroom 1,7 mA of 2/7 van den anodestroom (6 mA)].

§ 2. Invloed van de weergavekromme

In een buis ontstaat de ruisch door de volkomen onregelmatige schommeling van den anodestroom, in een weerstand, doordat de electronen willekeurig heen en weer bewegen, waardoor eveneens een onregelmatige stroom ontstaat. In beide gevallen kan men de onregelmatige fluctuaties opvatten als de som van een groot aantal sinusvormige wisselstroomen van alle mogelijke frequenties.
Evenals van de door de antenne opgevangen signalen, ten gevolge van de selectiviteit van een ontvanger, slechts die, welke in een smallen frequentieband vallen, worden versterkt, zoo zal ook slechts een deel van de frequentiecomponenten van een aan den ingang van een ontvanger gelegen ruischbron worden versterkt. Door het H.F. gedeelte worden alleen die H.F. ruischcomponenten doorgelaten, waarvan de frequenties niet te veel van de resonantiefrequentie van de H.F. kringen verschillen. In de mengbuis worden deze H.F. ruischcomponenten omgezet in M.F. ruischcomponenten, waarvan een deel door het M.F. gedeelte van den ontvanger wordt doorgelaten. In den detector worden deze M.F. ruischcomponenten bij aanwezigheid van een draaggolf van een ontvangen signaal gedetecteerd, zoodat hieruit L.F. ruischcomponenten ontstaan, welke na verdere versterking in den luidspreker hoorbaar worden. De L.F. ruischcomponenten ontstaan in den detector als het verschil tusschen de frequenties van de M.F. ruischcomponenten en de frequentie van de draaggolf.
Van een ruischstroom of ruischspanning kan men de effectieve waarde meten, d.w.z. de wortel uit het gemiddelde kwadraat van dezen stroom of van deze spanning, bijv. door de warmte te meten, welke een ruischstroom in een weerstand doet ontstaan. Uit het bovenstaande volgt, dat de grootte van den ruisch afhangt van de breedte van den achter de ruischbron doorgelaten frequentieband.
Nu leert de wisselstroomtheorie, dat, indien een stroom uit twee componenten van verschillende frequenties bestaat, het kwadraat van de effectieve waarde van dien stroom gelijk is aan de som van de kwadraten van de effectieve waarden van de componenten. Hieruit volgt, dat, indien de achter de ruischbron doorgelaten frequentieband tweemaal zoo breed wordt zonder de versterking te wijzigen, het kwadraat

van de effectieve waarde van den ruisch ook tweemaal zoo groot zal worden. In het algemeen zal dit kwadraat dus evenredig zijn met de breedte van den uitgesneden frequentieband. In de practijk kan men slechts bij uitzondering van „uitsnijden" spreken, daar een weergavekromme in werkelijkheid niet rechthoekig, maar volgens een vloeiende lijn verloopt. Men kan de kromme dan echter toch in gedachten vervangen door een iets smalleren, zuiver rechthoekigen band, die, wat den ruisch betreft, gelijkwaardig is aan de werkelijke kromme (zie fig. 282). We zullen deze bandbreedte effectieve bandbreedte noemen.

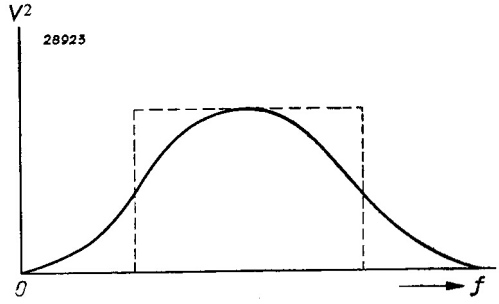


Fig. 282
Getrokken lijn: Verloop van een weergavekromme.
De gestippelde rechthoek stelt een kromme met een iets smalleren band voor, die, wat den ruisch betreft, gelijkwaardig is aan de werkelijke kromme.

§ 3. Sterkte van den ruisch

Niet alleen bij het sommeeren van twee ruischstroomen van verschillende frequenties moeten wij de kwadraten optellen, ook bij het sommeeren van twee onderling onafhankelijke ruischstroomen van gelijke frequentie is dit het geval. Wanneer twee stroomen van gelijke frequentie in fase zijn, moeten wij ze nl. rechtstreeks optellen, zijn ze in tegenfase, dan moeten wij ze van elkaar aftrekken. Is hun faseverschil echter willekeurig, zooals met twee onderling onafhankelijke ruischstroomen het geval is, dan kunnen wij het faseverschil als gemiddeld gelijk aan 90° opvatten, waardoor wij de stroomen weer kwadratisch bij elkaar moeten optellen. Wij kunnen hiermee bepalen, op welke wijze de ruischstroom van de stroomsterkte afhangt.

Bij beschouwingen over den ruisch van buizen is het gebruikelijk, uit te gaan van het eenvoudigste geval, de verzadigde diode, en andere gevallen hiermee te vergelijken. Stel, dat twee dioden aan elkaar parallel geschakeld worden, waarvan de eene een anodegelijkstroom I_1 en de andere een anodegelijkstroom I_2 heeft. Deze parallelschakeling levert dan een resulteerenden anodegelijkstroom $I = I_1 + I_2$ op. Dit is hetzelfde als wanneer men den stroom door een diode op een of andere wijze zou vergrooten. Met den anodegelijkstroom I_1 komt een ruischstroom I_{R1} en met den anodegelijkstroom I_2 een ruischstroom I_{R2} overeen. Nu moeten de kwadraten van de ruischstroomen van twee parallel

geschakelde dioden worden opgeteld en uit deze som moet de wortel getrokken worden, om den totalen ruischstroom I_{Rt} te vinden. We hebben dus voor den ruischstroom van twee parallel geschakelde dioden de vergelijking:

(1) $$I_{Rt} = \sqrt{I_{R1}^2 + I_{R2}^2}\,.$$

Indien nu $I_1 = I_2$, zal ook I_{R1} gelijk zijn aan I_{R2}, wat overeenkomt met de parallelschakeling van twee gelijke dioden. In dat geval wordt de anodestroom twee keer zoo groot, maar de totale ruischstroom wordt dan:

(2) $$I_{Rt} = \sqrt{2\,I_{R1}^2} = \sqrt{2\,I_{R2}^2} = I_{R1}\sqrt{2} = I_{R2}\sqrt{2}\,.$$

Hieruit volgt, dat, wanneer de anodegelijkstroom twee keer zoo groot wordt, de ruischstroom $\sqrt{2}$ keer toeneemt, of, wat hetzelfde is, dat het kwadraat van den ruischstroom evenredig is met den anodegelijkstroom. Doorgaans wordt de ruischstroom bij buizen door de ruimtelading om de kathode verminderd, zoodat in de practijk rekening moet worden gehouden met een bepaalden factor, die van de constructie der buis afhangt. Zoo is deze bij ruischarme buizen kleiner dan bij normale H.F. penthoden als de EF 9 en EF 22. Men vindt voor den ruischstroom op deze wijze de volgende eenvoudige formule:

(3) $$I_R^2 = F^2.2I_a eB,$$

waarin: I_a = anodestroom;
I_R = ruischstroom;
e = lading van het electron;
B = bandbreedte in Hz van den versterker achter de buis;
F = een factor, die met de constructie van de buis verband houdt en steeds kleiner is dan 1.

Men kan de ruischstroomen in de anodeketen ook opvatten als afkomstig van **aequivalente ruischspanningen** aan het rooster. Deze aequivalente ruischspanningen zijn dan gelijk aan de ruischstroomen in de anodeketen gedeeld door de steilheid van de buis, dus $V_R = \frac{I_R}{S}$.
Dientengevolge is:

(4) $$V_R^2 = F^2.2eB\frac{I_a}{S^2} \quad \text{of} \quad V_R = F\sqrt{2eB}\,\frac{\sqrt{I_a}}{S}\,.$$

De aequivalente ruischspanning V_R aan het rooster van een buis is voornamelijk van belang voor het vergelijken van het signaal, dat in de buis versterkt wordt, met den ruisch, die in den anodestroom optreedt. Hierop wordt in § 5 teruggekomen.

§ 4. Vergelijking tusschen den ruisch der buizen en dien der kringen

De ruisch van een ontvangtoestel wordt niet alleen door de buizen veroorzaakt. De thermische fluctuaties in weerstanden en trillingskringen zijn eveneens in belangrijke mate voor den totalen ruisch verantwoordelijk. De onregelmatige warmtebewegingen van de electronen in een weerstand kunnen naar buiten worden beschouwd als veroorzaakt te zijn door een electromotorische kracht in serie met den weerstand (deze EMK is onafhankelijk van de soort weerstand). De thermische fluctuaties in den weerstand komen dus overeen met spanningen tusschen de einden van dezen weerstand. De onregelmatig fluctueerende ruischspanning is des te grooter, naarmate de weerstand een hoogere waarde heeft. Zooals gemakkelijk afgeleid kan worden [1]), is het kwadraat van de ruischspanning evenredig met de waarde van den weerstand. De ruisch, die door een trillingskring wordt veroorzaakt, is even sterk als die, welke door een zuiveren gelijkstroomweerstand wordt veroorzaakt met dezelfde waarde als de impedantie van den trillingskring in resonantie. Voor normale radiotoestellen is vooral de ruisch van dezen oorsprong van belang. Voor de ruischspanning aan de klemmen van een weerstand geldt de formule:

$$V_R^2 = 4kTRB, \tag{5}$$

waarin: V_R = ruischspanning in V;
k = constante van Boltzmann ($1{,}38 \times 10^{-23}$ joule/graad);
T = absolute temperatuur in graden;
R = weerstand in ohm;
B = bandbreedte in Hz.

Indien voor T in deze formule 293° K (20° C) wordt ingevuld, verkrijgt men:

$$V_R^2 = 1600\,RB.10^{-23}. \tag{6}$$

Bij een bandbreedte van 10 000 Hz vindt men voor een weerstand van 100 000 Ω een ruischspanning van 4 μV.
Ten einde den ruisch, die door de buizen, en den ruisch, die door de kringen wordt veroorzaakt, op gemakkelijke wijze onderling te kunnen vergelijken of bij elkaar op te tellen, stelt men den buisruisch dikwijls voor door een vervangingsweerstand in de roosterketen, waarvan de ruischspanning gelijk is aan de aequivalente ruischspanning aan het rooster van de buis. Een buis, die een sterken ruisch veroorzaakt, kan men dus door een grooten weerstand voorstellen en een buis, die slechts

[1]) Zie Philips Technisch Tijdschrift **2**, 1937, pag. 139.

weinig ruisch veroorzaakt, door een kleinen weerstand. Men noemt de waarde van dezen weerstand den **aequivalenten ruischweerstand** van de buis.

De waarde van den aequivalenten ruischweerstand volgt uit de vergelijkingen (4) en (5), en wel wordt hiervoor gevonden, door V_R^2 van verg. (4) gelijk te stellen aan V_R^2 van verg. (5) en R in verg. (5) te vervangen door R_{aeq}:

$$(7) \qquad R_{aeq} = \frac{F^2 e}{2kT} \frac{I_a}{S^2} = K \frac{F^2 I_a}{S^2}.$$

Hieruit volgt, dat de aequivalente ruischweerstand R_{aeq} recht evenredig is met den anodestroom en omgekeerd evenredig met het kwadraat van de steilheid. Deze weerstand hangt dus af van de instelling van de buis; hij neemt toe bij stijgende negatieve roostervoorspanning.

Als men de ruischweerstanden voor verschillende gevallen heeft bepaald, staan de ruischspanningen tot elkaar als de wortels uit de verhouding tusschen de betrokken ruischweerstanden, daar, volgens vergelijking (5) de ruischspanning aan een weerstand evenredig is met den wortel uit de waarde van dien weerstand.

§ 5. Verhouding tusschen de signaalsterkte en den ruisch

De hinderlijkheid van den ruisch wordt bepaald door de verhouding tusschen de grootte van den ruisch en de sterkte van het ontvangen signaal.

Ten einde den ruisch te kunnen vergelijken met het ontvangen signaal, is het het eenvoudigst, den ruisch door een aequivalente spanning V_R aan het rooster van de buis te vervangen en de verhouding tusschen deze spanning en de signaalspanning V_i te bepalen. Deze verhouding (V_R/V_i) wordt dan **ruisch-signaalverhouding** genoemd en kan als maatstaf dienen voor de beoordeeling van de kwaliteit van de ontvangst, wat den ruisch betreft.

Uit vergelijking (4) blijkt, dat de aequivalente ruischspanning aan het rooster van een buis recht evenredig is met den wortel uit den anodestroom en omgekeerd evenredig met de steilheid. Als men de negatieve roosterspanning vergroot, neemt volgens (4) de aequivalente ruischspanning toe, daar de steilheid sterker afneemt dan de wortel uit den anodestroom. Dit komt ook in vergelijking (7) tot uitdrukking, waarbij reeds aangeduid werd, dat de aequivalente ruischweerstand afhankelijk is van de instelling van de buis. De betrekking tusschen den ruischweerstand en de ruischspanning is vastgelegd door vergelijking (6), en het is dus duidelijk, dat beide van de instelling van de buis afhankelijk zijn.

Veelal gaat de verhooging van de negatieve roosterspanning gepaard met een vergrooting van het signaal. Dit is het geval, wanneer het regelbuizen voor de automatische geluidssterkteregeling betreft. In dat geval kan de verhouding tusschen signaal en ruisch gunstiger zijn geworden, ondanks het feit, dat de aequivalente ruischspanning is toegenomen.

Uit vergelijking (4) blijkt ook, dat, afgezien van de grootte van den factor F, buizen met een lagen anodestroom en een groote steilheid een gunstige ruisch-signaalverhouding ten gevolge moeten hebben. Bij mengbuizen is de conversiesteilheid betrekkelijk gering, zoodat bij deze buizen een slechtere ruisch-signaalverhouding moet worden verwacht dan bij normale H.F. penthoden.

Daar de ruisch, die in een versterkingstrap ontstaat, niet alleen het gevolg is van het hageleffect, doch ook van thermische fluctuaties in weerstanden en trillingskringen in de roosterketen, zooals in § 4 werd aangeduid, is het practisch den totalen ruisch door een ruischweerstand voor te stellen. Voor het bepalen van de ruisch-signaalverhouding heeft men echter de totale ruischspanning noodig. Deze kan met behulp van vergelijking (6) voor een bepaalde temperatuur (kamertemperatuur) en een gegeven effectieve bandbreedte (zie fig. 282) uit den totalen ruischweerstand worden berekend.

De aequivalente ruischweerstand van de buis EF 8 bedraagt bijvoorbeeld 3000 Ω. Indien nu de roosterkringimpedantie een waarde heeft van 4000 Ω, dan is de totale ruischweerstand gelijk aan 7000 Ω, hetgeen, volgens vergelijking (6), bij een effectieve bandbreedte van 4000 Hz overeenkomt met een aequivalente ruischspanning van

$$V_R = \sqrt{1600 \times 7000 \times 4000 \times 10^{-23}} = \text{ca. } 0{,}67\ \mu V.$$

Indien men een ruisch-signaalverhouding van 1:1000 of beter wenscht, zal dus het signaal aan het rooster van deze buis tenminste een spanning van 670 μV moeten hebben.

In de practijk zal men het soms eenvoudiger vinden, een vuistformule te hebben, waarbij het vermeden wordt eerst de absolute waarde van de ruischspanning te bepalen, om daaruit dan voor een gegeven ruisch-signaalverhouding, die „ruischvrije" ontvangst waarborgt, de waarde van de signaalspanning te berekenen.

Nu werd door metingen aan normale ontvangtoestellen vastgesteld, dat bij een totalen ruischweerstand R_{aeq} een signaal van tenminste E volt op die plaats noodzakelijk is, om „ruischvrije" ontvangst te verkrijgen, waarbij:

(8) $$E = 10^{-5} \sqrt{R_{aeq}}.$$

Dit komt overeen met een verhouding tusschen ruisch en signaal van ca. 1 : 1200.
Bij toepassing van een EF 8 op een golflengte van 15 m en een kringimpedantie in de orde van grootte van 10 000 Ω, dus bij een totalen ruischweerstand van 13 000 Ω, zou de ontvangst vrij van ruisch zijn bij een signaal van:

$$E = 10^{-5}\sqrt{13\,000} = \text{ca. } 1{,}14 \text{ mV.}$$

Dit signaal zou dus aan het rooster van de EF 8 aanwezig moeten zijn. Een signaal, dat ongeveer 70 keer zoo zwak is, is nog juist verstaanbaar. Een ruischarme H.F.buis heeft in de practijk alleen zin voor kortegolfontvangst. In de andere golflengtegebieden is de kringimpedantie, die aan de buis voorafgaat, zoo groot (bijv. 100 000 Ω), dat de ruisch van den eersten trap vrijwel uitsluitend door de warmtebeweging in den kring wordt veroorzaakt. Indien de aequivalente ruischweerstand van 15 000 Ω van een normale H.F. buis op die van ca. 3000 Ω van een ruischarme buis zou worden verminderd, zoü men dit nauwelijks kunnen vaststellen. In het algemeen kan men zeggen, dat de aequivalente ruischweerstand van de eerste buis van een ontvangtoestel klein moet zijn ten opzichte van de impedantie van den ingangskring, die aan het rooster van deze buis is aangesloten. Bij ultrakortegolfontvangst, waarbij de kringimpedanties meestal zeer klein zijn, zal men om deze reden zoeken naar buizen met een zeer lagen aequivalenten ruischweerstand, en ook om deze reden worden speciale ultrakortegolfontvangbuizen geconstrueerd, die bij een zoo laag mogelijken anodegelijkstroom een zoo hoog mogelijke steilheid bezitten [1]). Voorbeelden van dergelijke buizen zijn bijv. de penthode EF 50 met een aequivalenten ruischweerstand van ongeveer 1400 Ω, en de dubbele penthode EFF 50, waarvan elk penthodesysteem een aequivalenten ruischweerstand van 600 Ω heeft.

---

[1]) Zoodat het quotiënt $\frac{\sqrt{I_a}}{S}$ of $\frac{I_a}{S^2}$ klein is — zie vergelijking (4) en (7).

HOOFDSTUK XXIV

Kortegolfeigenschappen van versterkingsbuizen

§ 1. De demping van den trillingskring door hieraan parallel geschakelde buizen en schakelelementen

De selectiviteit en de versterking van een H.F. of M.F. versterker worden niet uitsluitend bepaald door de grootten van den weerstand, de zelfinductie en de capaciteit van de toegepaste trillingskringen, maar tevens door de demping ten gevolge van alle parallel aan deze kringen geschakelde elementen (buizen, antenne, enz.). Indien parallel aan een trillingskring een weerstand wordt geschakeld, zal de impedantie van deze parallelschakeling kleiner zijn dan de impedantie van den kring alleen. Zooals reeds eerder is vermeld, wordt de impedantie Z_0 van een trillingskring voor de resonantiefrequentie bepaald door de grootten r, L en C, en wel volgens de formule

$$Z_0 = \frac{L}{rC}. \tag{1}$$

Indien de trillingskring zich nu in de anodeketen van een buis met een inwendigen weerstand R_i bevindt, ligt deze inwendige weerstand parallel aan den kring en wordt de resulteerende impedantie Z_{res} gevonden volgens:

$$\frac{1}{Z_{res}} = \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{R_i}. \tag{2}$$

Doorgaans wordt de wisselspanning, die over den kring staat, aan het rooster van een daarop volgende versterkingsbuis gelegd en, ten einde de anodegelijkspanning van het rooster van deze buis te scheiden, wordt een koppelcondensator toegepast. Het rooster moet dan door een lekweerstand galvanisch met de kathode worden verbonden. Deze lekweerstand mag nu, om de gevolgen van den omgekeerden roosterstroom gering te houden (zie ook XXIX, § 3), geen te

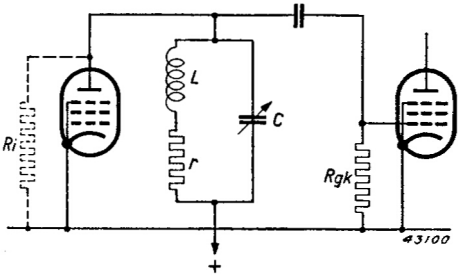


Fig. 283
Demping van een tusschen twee buizen geschakelden trillingskring door den inwendigen weerstand R_i van de voorafgaande buis en den roosterlekweerstand R_{gk} van de volgende buis.

hooge waarde hebben, zoodat de waarde ervan niet steeds kan worden verwaarloosd. Fig. 283 geeft de schakeling van een trillingskring tusschen twee buizen. De resulteerende impedantie van dezen kring, met parallel eraan geschakeld de inwendige weerstand R_i van de voorafgaande buis en de roosterlekweerstand R_{gk} van de volgende buis, kan dus worden berekend volgens de formule:

$$\frac{1}{Z_{res}} = \frac{1}{Z_0} + \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_{gk}}. \tag{3}$$

De resulteerende impedantie is dus kleiner dan de impedantie Z_0 van den kring alleen. Deze vermindering van de impedantie komt ook in de resonantiekromme tot uiting.

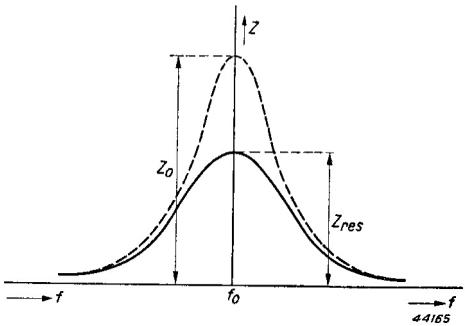


Fig. 284
Stippellijn: Resonantiekromme van den trillingskring zonder extra demping.
Getrokken lijn: Resonantiekromme van denzelfden kring met extra demping.

In fig. 284 wordt de resonantiekromme van den kring alléén door een stippellijn en die van den kring, met de extra-demping ten gevolge van de parallel eraan geschakelde weerstanden, door een getrokken lijn voorgesteld. De piek van de getrokken resonantiekromme ligt, overeenkomstig de extra demping, lager dan de piek van de gestippelde resonantiekromme. Daar de versterking G van de voorafgaande buis, indien de inwendige weerstand hiervan groot is t.o.v. de anodeïmpedantie, gelijk is aan het product van de steilheid S en de impedantie in de anodeketen Z_{res}, hebben we:

$$G = SZ_{res}. \tag{4}$$

Aan het rooster van de buis, die achter den kring is geschakeld, bevindt zich dus een wisselspanning, die SZ_{res} maal grooter is dan de spanning aan het rooster van de voorafgaande buis. Naarmate Z_{res} grooter is, zal de versterking ook grooter zijn. De extra demping is dus op de versterking van invloed.

Parallel aan den trillingskring van fig. 283 liggen, behalve de inwendige anodeweerstand R_i en de lekweerstand R_{gk}, de anodecapaciteit van de voorafgaande buis en de roostercapaciteit van de volgende buis. Daar deze parallel aan den afstemcondensator liggen, wordt de afstemcapaciteit C vergroot, zoodat deze, opdat de trillingskring nauwkeurig in afstemming blijve, dienovereenkomstig lager moet wor-

den gekozen. Bovendien liggen parallel aan den kring nog de isolatieweerstanden van de anode en van het rooster. In het midden- en het langegolfgebied zijn deze meestal zoo groot, dat zij geen invloed hebben op de resulteerende impedantie van den kring. Bij normale H.F.versterkingspenthoden zijn de inwendige weerstand en de toelaatbare roosterlekweerstand ten opzichte van de gebruikelijke impedantiewaarden van trillingskringen betrekkelijk groot, zoodat voor de versterking van dergelijke buizen bij benadering

$$G = SZ_0 \tag{5}$$

kan worden aangenomen (Z_0 is de impedantie van den kring alléén). In het kortegolfgebied is de versterking echter lang niet zoo groot als uit bovenstaande vergelijking zou volgen, daar de ingangs- en uitgangsweerstanden van de buizen bij zeer hooge frequenties sterk verminderen en dientengevolge een zeer sterke demping op de toegepaste trillingskringen veroorzaken. Bij gebruik van normale ontvangbuizen op zeer korte golven kunnen deze weerstanden zoo klein zijn, dat deze buizen nagenoeg geen versterking meer opleveren. Voor ontvangst van uitzendingen op zeer korte golflengten worden daarom speciale buizen met hooge ingangs- en uitgangsweerstanden of groote steilheden op deze golflengten vervaardigd (bijv. de balanspenthode EFF 50, de penthode met dubbele kathodetoevoerleiding EF 51 en de zoogenaamde knoopbuizen).

§ 2. Eigenschappen van de buizen bij zeer hooge frequenties [1])

De belangrijkste electrische grootheden van buizen zijn:

a) ingangsimpedantie (tusschen rooster en kathode);

b) uitgangsimpedantie (tusschen anode en kathode);

c) steilheid (van rooster naar anode);

d) terugwerkingsimpedantie (van anode naar rooster).

Deze vier grootheden zijn ook in het kortegolfgebied volkomen toereikend om de werking van een radiobuis in een versterkingstrap te berekenen. De ingangsimpedantie heeft nl. invloed op de grootte van het signaal, dat men aan het rooster toevoert; de steilheid en de uitgangsimpedantie bepalen, tezamen met de impedantie in de anodeketen

[1]) Zie ook de hierop betrekking hebbende publicaties van M. J. O. Strutt (vgl. het literatuuroverzicht achterin dit boek). Voorts: C. J. Bakker: Eenige eigenschappen van ontvangbuizen bij korte golven, Philips Technisch Tijdschr. **1**, 1936, blz. 171 e.v.

(enkele kring of bandfilter), de grootte van het uitgangssignaal en dus de versterking, terwijl de terugwerkingsimpedantie den invloed van de uitgangswisselspanning op de ingangswisselspanning en dus op de versterking aangeeft.
De ingangs- en de uitgangsimpedantie kunnen worden opgevat als de parallelschakeling van een weerstand — de ingangs- of de uitgangsweerstand, ook wel de rooster- of de anodeweerstand van de buis genoemd — en een capaciteit — de ingangs- of de uitgangscapaciteit
In het kortegolfgebied zijn de rooster- en de anodeweerstanden aanmerkelijk kleiner dan in het lange- en het middengolfgebied. De vermindering van den roosterweerstand moet worden toegeschreven aan drie omstandigheden, nl.:

1) looptijd der electronen (vertragingen, die ontstaan door de looptijden van de electronen tusschen de electroden,
2) zelfinducties van toevoerleidingen van electroden en inductieve en capacitieve koppelingen tusschen de toevoerleidingen onderling, en
3) diëlectrische verliezen in de isoleerende materialen.

De vermindering van den anodeweerstand moet worden toegeschreven aan de hierboven onder 2) en 3) voor den roosterweerstand vermelde oorzaken.
De aanmerkelijke terugwerking van de anode op het stuurrooster in het kortegolfgebied heeft in principe dezelfde oorzaken als de anodeweerstand, d.w.z. zelfinducties van de toevoerleidingen, wederzijdsche inducties en capaciteiten tusschen toevoerleidingen en electroden.

a) **De invloed van den looptijd der electronen op den ingangsweerstand**

Tot nu toe werd steeds aangenomen, dat er geen tijdsverschil tusschen de spanningsveranderingen op de electroden en de daardoor veroorzaakte stroomveranderingen bestaat. Dit is echter alleen het geval indien de looptijd van de electronen in de buis te verwaarloozen is t.o.v. den trillingstijd van de spanningsveranderingen. Onder looptijd is te verstaan de tijd, dien een electron noodig heeft om zich in de luchtledige ruimte van de buis van het eene punt naar het andere te verplaatsen. Deze tijd zal steeds een eindige, hoewel uiterst kleine, waarde hebben, en speelt bij normale frequenties geen rol. Wanneer echter de tijdsduur, dien een electron noodig heeft om zich te verplaatsen, van de orde van grootte van de periode van de te versterken frequentie is, zal er een ingangsweerstand ontstaan, welke een extra demping van den op het stuurrooster aangesloten kring zal veroorzaken.
De looptijden veroorzaken nl. een fasedraaiïng van den stroom naar een electrode ten opzichte van den stroom, die bij oneindig korten

looptijd zou vloeien. Normalerwijze is de ingangsimpedantie zuiver capacitief, zoodat tusschen rooster en kathode alleen een wisselstroom vloeit, die 90° in fase t.o.v. de spanning voorijlt. Ten gevolge van de looptijden wordt deze voorijling kleiner. De wisselstroom tusschen stuurrooster en kathode krijgt daardoor een component, die in fase is met de spanning, dus een wattcomponent, hetgeen beteekent, dat er een ingangsweerstand is ontstaan, waardoor de roosterkring dus wordt gedempt. Volgens Bakker en Strutt geldt voor dezen ingangsweerstand R_t door de looptijden bij benadering:

$$\frac{1}{R_t} = f\, S_k\, (\omega\, t_{kg})^2. \tag{6}$$

Hierin is f een factor, die ongeveer gelijk is aan 1/10, S_k de steilheid van den totalen kathodestroom t.o.v. de roosterspanning, ω de cirkelfrequentie van de toegevoerde H.F. spanning en t_{kg} de looptijd van de electronen tusschen kathode en stuurrooster.
Uit formule (6) volgt, dat de ingangsweerstand bij benadering omgekeerd evenredig is met het kwadraat van de frequentie.

b) **De invloed van zelfinducties van de toevoerleidingen van en inductieve en capacitieve koppelingen tusschen de leidingen onderling op den ingangs- en den uitgangsweerstand**

Een grooten invloed op den ingangs- en den uitgangsweerstand hebben de zelfinducties en capaciteiten van de toevoerleidingen, waarvan de waarden weliswaar zeer klein zijn, doch die bij hooge frequenties niet meer kunnen worden verwaarloosd. Beschouwen we allereerst den ingangsweerstand van een penthode. De H.F.spanning tusschen rooster en kathode veroorzaakt door de steilheden van de buis H.F.stroomen in de anode-, schermrooster- en kathodeleidingen. Deze leidingen hebben zelfinducties en wederzijdsche inducties en door de er doorheen vloeiende stroomen ontstaan H.F.spanningen op de verschillende electroden. Deze spanningen hebben stroomen door de buiscapaciteiten naar het stuurrooster ten gevolge, hetgeen den ingangsweerstand veroorzaakt. Zoo heeft de zelfinductie van de kathodeleiding al invloed op den ingangsweerstand. Beschouwt men een trillingskring, die is aangesloten op den ingang van een penthode, waarvan de kathodeleiding een zelfinductie L_k heeft (zie fig. 285), dan is de wisselspanning V_g tusschen stuurrooster en kathode bij benadering:

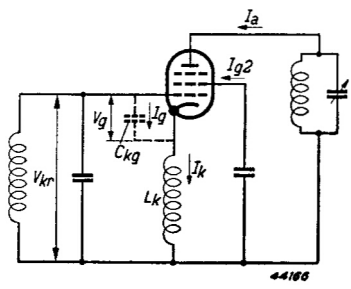


Fig. 285
H.F. penthode met afgestemden rooster- en anodekring en een zelfinductie L in de kathodeleiding.

(7) $$V_g = V_{kr} - j\omega L_k I_k.$$

Hierin is V_{kr} de wisselspanning op den roostertrillingskring. De wisselstroom, die ten gevolge van de rooster-kathodecapaciteit C_{gk} naar het stuurrooster vloeit, is dan:

(8) $$I_g = j\omega C_{gk} V_g = j\omega C_{gk} V_{kr} + \omega^2 L_k C_{gk} I_k.$$

Nu is de kathodewisselstroom I_k in de eerste benadering gelijk aan het product van de steilheid S_k van den kathodestroom en de spanning V_{kr} over den kring, dus:

(9) $$I_k = S_k V_{kr}.$$

We krijgen dientengevolge uit (8) en (9):

(10) $$I_g = (j\omega C_{gk} + \underline{\omega^2 L_k C_{gk} S_k}) V_{kr}.$$

Ten gevolge van de zelfinductie L_k van de kathodeleiding, heeft de stroom I_g naar het rooster een component gekregen, die wordt voorgesteld door den onderstreepten term van vergelijking (10) en die in fase is met de wisselspanning op den kring. Er wordt dus energie aan den kring onttrokken. Deze benaderde stroomcomponent is gelijk aan dien, welke afkomstig zou zijn van de parallelschakeling aan den kring van een weerstand

(11) $$R_L = \frac{1}{\omega^2 L_k C_{gk} S_k}.$$

(De index L duidt aan, dat de zelfinductie van de kathodeleiding de oorzaak van dezen ingangsweerstand is.) Hij is volgens vergel. (11) omgekeerd evenredig met het kwadraat van de frequentie en met de steilheid van de buis.

Wat den uitgangsweerstand betreft, kan de volgende oorzaak aangewezen worden. Ten gevolge van de H.F. spanning V_a op de anode, vloeien er door de buiscapaciteiten (capaciteit tusschen de anode en de metalliseering tusschen de anode en het vangrooster en tusschen de anode en het schermrooster van een penthode) stroomen in de electrodeleidingen. Deze electrodeleidingen hebben zelfinducties en wederzijdsche inducties, en de H.F. stroomen, die er doorheen vloeien, veroorzaken een H.F. spanning tusschen kathode en aarde en tusschen rooster en aarde, dus ook tusschen kathode en rooster. Door de steilheid van het stuurrooster naar de anode loopt er, ten gevolge van deze H.F. spanning, een stroom naar de anode. Deze anodewisselstroom heeft een component, die in fase is met de anodewisselspanning. Deze stroomcomponent is gelijk aan dien, welke afkomstig zou zijn van een parallel-

schakeling aan de anodeketen van een weerstand R_a, den uitgangsweerstand, waarvoor volgens Strutt bij benadering geldt de formule:

(12) $$1/R_a = \omega^2 S C_{ag3} M_{kg3}.$$

Hierin is S de steilheid van het stuurrooster naar de anode, C_{ag3} de capaciteit tusschen het vangrooster en de anode en M_{kg3} de wederzijdsche inductie van de toevoerleidingen naar de kathode en het vangrooster. Volgens (12) is dus de uitgangsweerstand eveneens omgekeerd evenredig met het kwadraat van de frequentie en met de steilheid.

c) De invloed van den looptijd van de electronen op de steilheid

Door den looptijd van de electronen krijgt de steilheid bij extreem hooge frequenties een fasehoek, daar de anodewisselstroom ten achter blijft bij de roosterwisselspanning.
Indien in de kathodeleiding een zelfinductie L_k aanwezig is, ontstaat er door deze zelfinductie een fasehoek tusschen de kringspanning V_{kr} en de roosterwisselspanning V_g. Vullen we in vergelijking (7) de door vergelijking (9) gegeven waarde van I_k in, dan krijgen we:

(13) $$V_g = (1 - j\omega L_k S_k) V_{kr}.$$

Hieruit volgt de fasehoek ten gevolge van de zelfinductie in de kathodeleiding tusschen de kringspanning V_{kr} en de roosterwisselspanning V_g. Deze is bij benadering gelijk aan:

(14) $$\varphi_L = \omega L_k S_k.$$

Indien nu de anodewisselstroom, ten gevolge van den looptijd der electronen ten achter blijft bij de roosterwisselspanning, dus een fasehoek heeft t.o.v. V_g, dien we φ_t zullen noemen, dan is het duidelijk dat deze fasehoek den reeds door de zelfinductie in de kathodeleiding veroorzaakten fasehoek φ_L vergroot. Noemen we φ_A den totalen fasehoek, dan bestaat deze dientengevolge uit een component φ_L, die een gevolg is van de zelfinductie in de kathodeleiding en een component φ_t, die een gevolg is van den looptijd der electronen. We hebben dus:

(15) $$\varphi_A = \varphi_L + \varphi_t.$$

De absolute waarde van de steilheid blijft echter tot zeer hooge frequenties (grooter dan 300 MHz) ongewijzigd.

d) De terugwerkingsimpedantie

In hoofdstuk XIV, § 1a, werd reeds uiteengezet, dat ten gevolge van de rooster-anodecapaciteit een terugkoppeling ontstaat, die tot zelfoscilleeren (genereeren) aanleiding kan geven. Naarmate de impedantie van deze capaciteit lager is, des te grooter zal de neiging tot genereeren zijn. In het kortegolfgebied, in het bijzonder bij zeer hooge frequenties, komt in plaats van de rooster-anodecapaciteit een impedantie van gecompliceerden aard, de terugwerkingsimpedantie, die aanmerkelijk lager kan zijn dan de impedantie ten gevolge van de rooster-anodecapaciteit. In het kortegolfgebied zal dus een neiging tot oscilleeren kunnen ontstaan, terwijl deze, bij dezelfde waarden van de kringimpedantie, op langere golven niet wordt waargenomen.
De terugwerking van de anode naar het stuurrooster in het kortegolfgebied kan in principe op dezelfde wijze worden verklaard als het ontstaan van den uitgangsweerstand. Wanneer er een H.F. wisselspanning V_a op de anode aanwezig is, loopen door de buiscapaciteiten stroomen in de toevoerleidingen naar de verschillende electroden. Deze stroomen veroorzaken op deze electroden H.F. spanningen ten gevolge van de zelfinducties en wederzijdsche inducties der toevoerleidingen, en deze spanningen veroorzaken op hun beurt, door de buiscapaciteiten, stroomen naar het eerste rooster. Er is dus schijnbaar een impedantie tusschen anode en stuurrooster.
Terwijl in het langegolfgebied de terugwerkingsimpedantie gelijk is aan $\frac{1}{j\omega C_{ag1}}$, vinden we door de bovenaangegeven invloeden in het ultrakortegolfgebied geheel andere waarden voor de terugwerkingsimpedantie dan die door de C_{ag1} van de buis gegeven is. We vinden in dat geval in plaats van de anode-roostercapaciteit C_{ag1} een nieuwe waarde van de capaciteit C'_{ag1}, die bij benadering gelijk is aan:

$$C'_{ag1} = C_{ag1} - K\omega^2. \tag{16}$$

Hierin is volgens Strutt K gelijk aan:

$$K = C_a L C_i. \tag{17}$$

K is dus een constante van de buis, die van de zelfinducties en capaciteiten van de electrodetoevoerleidingen afhangt; C_a is de uitgangscapaciteit, C_i de ingangscapaciteit en L een zelfinductiecoëfficiënt van de electrodeleidingen. De terugwerkingsimpedantie moet steeds

groot blijven, om het genereeren van de H.F. schakeling te vermijden. Volgens vergelijking (16) zal echter de absolute waarde van C'_{ag1} veel grooter zijn dan C_{ag1}, behalve voor de frequenties, die in de buurt liggen van $\omega = \sqrt{\frac{C_{ag1}}{K}}$ of die lager zijn. De eischen, die aan de terugwerking in het kortegolfgebied worden gesteld, zullen gewoonlijk niet zoo hoog zijn als in het langegolfgebied, daar de impedanties van de toegepaste kringen veel kleiner zijn. Toch is het gewenscht de terugwerking in een zoo groot mogelijk frequentiegebied klein te houden. Een kleine factor K is gunstig voor de terugwerkingsimpedantie, want hoe kleiner deze factor is, des te grooter zal het gebied zijn, waarin de C'_{ag1} klein is. De factor K is meestal positief en kan kleiner worden gemaakt. door de wederzijdsche inductie M_{kg1} tusschen de toevoerleidingen naar de kathode en naar het stuurrooster groot te kiezen. Eveneens is het gunstig de wederzijdsche inducties M_{g1g3} en M_{g2a} te vergrooten. Dit kan men bereiken door de juiste aansluitvolgorde van de electroden aan de hulscontacten te kiezen, m.a.w. door de aansluitcontacten van schermrooster en anode, van kathode en stuurrooster en van vangrooster en stuurrooster naast elkaar te plaatsen, waardoor de wederzijdsche inducties van de toevoerleidingen naar deze electroden vergroot worden. Dit heeft men toegepast bij de Philips H.F. penthode EF 22, in de uitvoering met een bodem van geperst glas.
We willen er hier nog op wijzen, dat metingen van de terugwerkingsimpedantie zeer bemoeilijkt worden door toevallige oncontroleerbare zelfinducties van of wederzijdsche inducties met het chassis van de meetinrichting, en dat het daarom zeer moeilijk is nauwkeurige getallen voor buizen op te geven.

§ 3. **Ingangs- en uitgangscapaciteiten**

Indien men de steilheid van een buis door regeling van de negatieve roosterspanning vermindert, verandert de roostercapaciteit, daar de dichtheid van de ruimtelading vóór het eerste rooster toeneemt.
Deze capaciteitsverandering veroorzaakt een verstemming van den in de roosterketen opgenomen trillingskring. Het gevolg van deze verstemming is in de eerste plaats een verlaging van de kringimpedantie voor de frequentie van het signaal. De versterking neemt dus af, hetgeen echter practisch van geen beteekenis is, indien men ervan uitgaat, dat de resonantiefrequentie van den ingangskring bij niet geregelde buis de juiste is, daar de regeling hierdoor slechts eenigszins wordt versterkt. Van grooter belang is echter, dat de afstemming van

den ingangskring dichter bij de frequentie van het signaal van een aangrenzenden zender komt te liggen, zoodat de kans op storing door een dergelijken zender toeneemt. In het kortegolfgebied moet de grootste verstemming worden verwacht, daar een kleine capaciteitsverandering hier een groote frequentieverandering ten gevolge heeft.

De verstemming van den ingangskring door de verandering van de capaciteit van het ingangsrooster brengt echter tevens mede, dat het H.F. signaal niet meer in het midden, maar opzij van de resonantiekromme komt te liggen. Hierdoor worden de beide zijbanden ongelijkmatig versterkt. Door ongelijke zijbanden ontstaat vervorming in den detector; het is dus gewenscht, dat de frequentie van het signaal zoo nauwkeurig mogelijk in het midden van de resonantiekromme ligt. Hiertoe moet naar een zoo gering mogelijke capaciteitsverandering worden gestreefd.

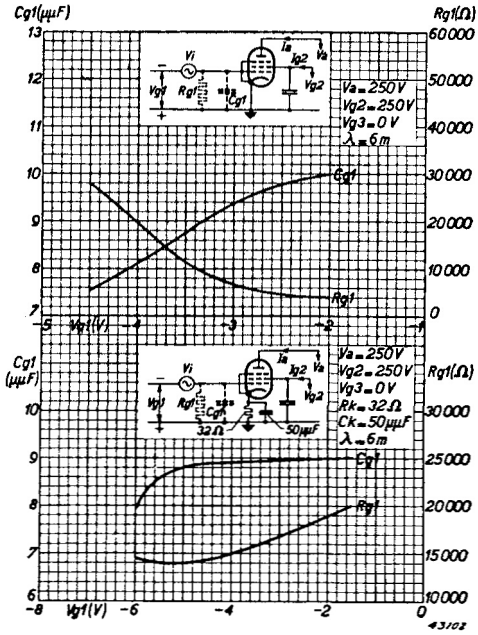


Fig. 286

Buis EF 50

Boven: De roostercapaciteit C_{g1} en de roosterweerstand R_{g1} bij een golflengte van 6 m als functie van de roostergelijkspanning V_{g1}, indien in de kathodeleiding geen impedantie is opgenomen.

Beneden: De roostercapaciteit C_{g1} en de roosterweerstand R_{g1} bij een golflengte van 6 m als functie van de roostergelijkspanning V_{g1}, indien in de kathodeleiding een impedantie bestaande uit een weerstand van 32 Ω parallelgeschakeld aan een capaciteit van 50 μμF is opgenomen. Voor een vermindering van de steilheid op 1/10 van de beginsteilheid is een roosterspanningsverandering van — 1,55 V tot — 4,5 V noodzakelijk.

De anodecapaciteit verandert niet bij de regeling. Metingen hebben aangetoond, dat de ingangs- en uitgangscapaciteiten in het kortegolfgebied gelijk zijn aan die bij lange golven. De verandering van de ingangscapaciteit is in het kortegolfgebied ten naaste bij gelijk aan die in het langegolfgebied.

De regeling van de steilheid door middel van de verandering van de negatieve voorspanning heeft, behalve een variatie van de ingangscapaciteit, ook nog een verandering van den ingangsweerstand ten gevolge. Fig. 286 boven geeft nu voor de penthode EF 50 de ingangscapaciteit C_{g1} en den weerstand R_{g1} bij een golflengte van 6 m als functie van de negatieve roosterspanning V_{g1};

hieruit volgt, dat zonder speciale maatregelen beide waarden aanzienlijk varieeren.

De capaciteits- en weerstandsverandering kan in bepaalde gevallen door het schakelen van een impedantie in de kathodeleiding worden verminderd. Een dergelijke impedantie wordt dan gevormd door een weerstand van ongeveer 30 Ω en een daaraan parallelgeschakelde capaciteit van 50 $\mu\mu$F. Het spreekt vanzelf, dat een dergelijke impedantie in de kathodeleiding de effectieve steilheid iets vermindert en dat zulk een compensatie alleen maar in een klein golfgebied goed werkt.

Fig. 286 beneden geeft de variatie van de ingangscapaciteit en den ingangsweerstand met de roostergelijkspanning voor de penthode EF 50, wanneer een dergelijke impedantie in de kathodeleiding is geschakeld.

Een ander middel om de capaciteitsvariatie van het rooster en de verandering van den roosterweerstand tijdens het regelen van de steilheid tegen te gaan, bestaat hierin, dat men ook op het derde rooster (het vangrooster) een negatieve regelspanning laat werken, die gelijktijdig met de regelspanning op het eerste rooster toe- of afneemt. De regelspanning op het derde rooster moet, door de veel geringere steilheid van dit rooster, aanzienlijk grooter zijn dan de regelspanning op het eerste rooster. Men kan, zooals dit in de schema's van fig. 287 is aangegeven, de regelspanning V_R aan het derde rooster door middel van een spanningsdeeler verzwakken en deze verzwakte spanning aan het eerste rooster leggen.

Door middel van een verandering van de regelspanning V_R regelt men dus gelijktijdig

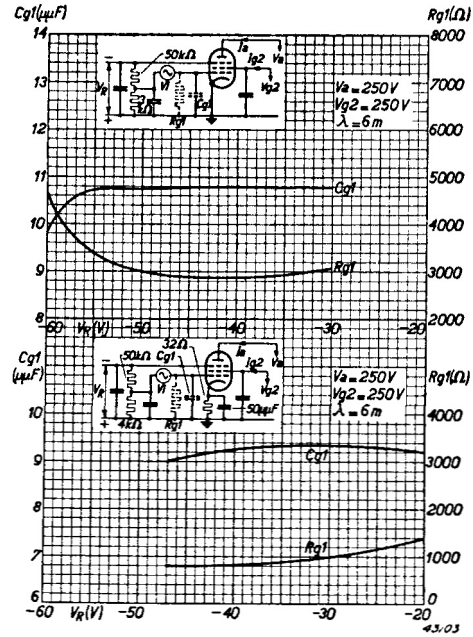


Fig. 287 **Buis EF 50**

Boven: De roostercapaciteit C_{g1} en de roosterweerstand R_{g1} bij een golflengte van 6 m als functie van de regelspanning V_R, die direct aan het derde rooster en, via een spanningsdeeler van 50 000 + 3000 Ω, aan het eerste rooster wordt toegevoerd.

Beneden: De roostercapaciteit C_{g1} en de roosterweerstand R_{g1} bij een golflengte van 6 m als functie van de regelspanning V_R, die direct aan het derde rooster en, via een spanningsdeeler van 50 000 + 4000 Ω, aan het eerste rooster wordt toegevoerd. Hierbij is in de kathodeleiding een impedantie opgenomen (32 Ω parallel aan 50 $\mu\mu$F). De waarden van R_{g1} zijn in de onderste helft van de figuur een factor 10 te klein aangegeven.

de voorspanningen van het derde en het eerste rooster in een bepaalde verhouding. De deelverhouding van den spanningsdeeler dient voor ieder geval nauwkeurig te worden bepaald, om de juiste compensatie van de capaciteitsverandering van het eerste rooster te bereiken. Fig. 287 geeft de resultaten, die voor de buis EF 50 bereikt worden, boven zonder impedantie en beneden met een impedantie (32 Ω parallel aan 50 $\mu\mu$F) in de kathodeleiding, in elk van beide gevallen met den gunstigsten spanningsdeeler. In beide gevallen wordt de steilheid een factor 10 geregeld. Het blijkt uit fig. 287 dat, zonder een impedantie in de kathodeleiding, de capaciteit beter constant blijft, doch dat, met een impedantie van 32 Ω//50 $\mu\mu$F, de ingangsweerstand belangrijk gunstiger is.

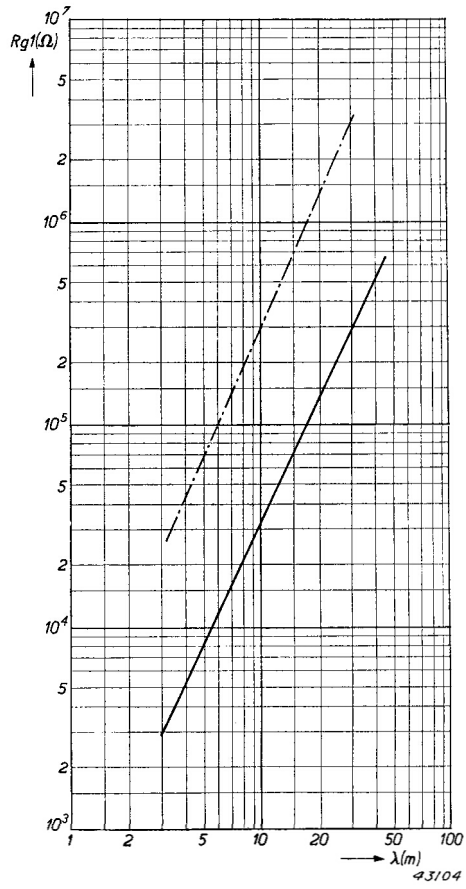


Fig. 288
De ingangsweerstand R_{g1} van de penthode EF 22 als functie van de golflengte λ bij $I_a = 6$ mA (getrokken lijn) en bij maximum regeling van de steilheid (streep-puntlijn) (anodestroom $I_a = 0$).

§ 4. Eenige gemeten waarden voor Philips buizen

Om een indruk te krijgen van de buisimpedanties in het kortegolfgebied, zijn hieronder de gemeten waarden voor enkele Philips buizen opgesomd.

a) De ingangsweerstand

In de tabellen voor de buizen EF 5 en EF 6 in warmen toestand is de ingangsweerstand voor drie golflengten opgegeven.

EF 5: $V_a = 200$ V, $V_{g2} = 100$ V		
Golflengte (m)	Ingangsweerstand bij $V_{g1} = -3$ V (Ω)	Ingangsweerstand bij maximum regeling (Ω)
21	$0{,}18 \times 10^6$	$1{,}7 \times 10^6$
10,8	$0{,}049 \times 10^6$	$0{,}8 \times 10^6$
5,0	$0{,}010 \times 10^6$	$0{,}17 \times 10^6$

EF 6: $V_a = 200$ V, $V_{g2} = 100$ V	
Golflengte (m)	Ingangsweerstand bij $V_{g1} = -2$ V (Ω)
21	$0{,}15 \times 10^6$
10,8	$0{,}042 \times 10^6$
5,0	$0{,}009 \times 10^6$

Fig. 288 geeft nog den ingangsweerstand R_{g1} van de H.F. penthode EF 22 in de constructie met bodem van geperst glas als functie van de golflengte λ voor de normale instelling bij $I_a = 6$ mA (getrokken lijn) en voor maximum regeling van de steilheid ($I_a = 0$) (streep-puntlijn).

b) **De uitgangsweerstand**

In de tabellen voor de buizen EF 5 en EF 6 zijn de uitgangsweerstanden bij drie golflengten opgegeven.

EF 5: $V_a = 200$ V, $V_{g2} = 100$ V		
Golflengte (m)	Uitgangsweerstand bij $V_{g1} = -3$ V (Ω)	Uitgangsweerstand bij maximum regeling (Ω)
23,0	$0{,}27 \times 10^6$	$0{,}56 \times 10^6$
11,8	$0{,}14 \times 10^6$	$0{,}32 \times 10^6$
6,15	$0{,}064 \times 10^6$	$0{,}19 \times 10^6$

EF 6: $V_a = 200$ V, $V_{g2} = 100$ V	
Golflengte (m)	Uitgangsweerstand bij $V_{g1} = -2$ V (Ω)
23,0	$0{,}37 \times 10^6$
11,8	$0{,}18 \times 10^6$
6.15	$0{,}08 \times 10^6$

In fig. 289 geven we voor de penthoden EF 22 den uitgangsweerstand R_a als functie van de golflengte λ voor het normale werkpunt ($I_a = 6$ mA) en voor maximum regeling ($I_a = 0$). De getrokken lijn geeft dezen weerstand voor het normale werkpunt en de streep-puntlijn voor de maximum regeling van de steilheid.

§ 5. Invloed van de kortegolfimpedanties op practische waarden van kringimpedanties

De ingangs- en de uitgangsimpedanties kunnen worden voorgesteld door een weerstand R en een capaciteit C, die, bij in bedrijf zijnde buis, parallel aan den ingangskring en aan den uitgangskring kunnen worden gedacht.

Ten einde de werking van R en C op den ingangs- en den uitgangskring op juiste waarde te kunnen schatten, is het van belang, zich eerst een voorstelling te maken, welke waarden voor de kringimpedantie zelf in aanmerking komen. Hierbij moet men er rekening mee houden, dat een beperking van deze kringimpedantie, behalve door de in de practijk te verwezenlijken kwaliteit van de kringen, ook door de toleranties van de ingangs- en de uitgangscapaciteiten van de

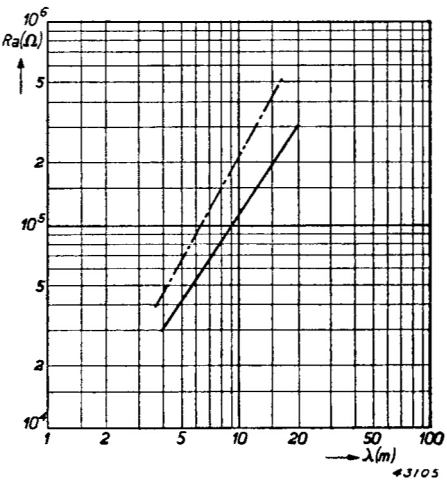


Fig. 289
De uitgangsweerstand R_a van de penthode EF 22 als functie van de golflengte λ bij $I_a = 6$ mA (getrokken lijn) en bij maximum regeling van de steilheid (streep-puntlijn), dus bij $I_a = 0$.

buizen wordt gevormd, evenals door de capaciteitsverandering bij regeling van de negatieve roosterspanning van een buis met variabele steilheid. Men zal bij vervaardiging van een toestel er vaak rekening mee dienen te houden, dat de buizen verwisseld moeten kunnen worden, zonder dat de kringen op ontoelaatbare wijze worden verstemd. Deze verstemming wordt relatief des te ongunstiger, naarmate de kringen beter en de toleranties en veranderingen van de buiscapaciteiten grooter zijn. Voor de Philips buizen kan de volgende eenvoudige regel worden gegeven: men make de kringen zoo goed, dat de impedantie ervan bij afstemming zoo veel keer duizend ohm is, als de golflengte meters bedraagt. Zoo moeten de kringen bij een golflengte van 12 m niet beter zijn dan 12 000 Ω. Het is zeer wel mogelijk betere kringen te vervaardigen, maar bij verwisseling of regeling van de buizen zou de verstemming dan te ongunstig kunnen worden. De bovenstaande regel geldt voor golflengten van ongeveer 5—60 m, dus voor het geheele kortegolfgebied. Het zij nog vermeld, dat een tweede beperking van de kwaliteit der kringen, door de beslist noodzakelijke bandbreedte voor de modulatiefrequenties, binnen den regel valt.

Zooals uit de gemeten resultaten uit de vorige paragraaf blijkt, zijn de impedantiewaarden van de buizen zoodanig, dat de kringimpedanties, die volgens den hierboven gegeven regel zijn gekozen, voor ongeveer 10 m en hooger weinig of niet door de buisimpedanties worden beïnvloed. Ook op kortere golven kunnen de normale Philips omroepontvangbuizen nog zeer goed worden toegepast, hoewel Philips hiervoor speciale buizen heeft ontworpen.

De terugwerkingsimpedantie is, ook bij de in aanmerking komende kringimpedanties, nog hoog genoeg, om een stabiele werking van de versterkingstrappen niet in gevaar te brengen.

HOOFDSTUK XXV

Afstemmingsindicatie

§ 1. Doel van de afstemmingsindicatie

De afgestemde kringen in het H.F. en het M.F. gedeelte van een superheterodyne ontvangtoestel leveren een bepaalde selectiviteit op. Deze selectiviteit kan door een kromme worden voorgesteld, en wel door de resonantiekromme van het geheele toestel. Ze is de resultante van de resonantiekrommen van de verschillende kringen. Een dergelijke resonantie- of selectiviteitskromme geeft bijvoorbeeld weer de M.F. spanning aan de detectiediode als functie van de frequentie van een H.F. signaal met constante amplitude van den ingang van een superheterodyne ontvangtoestel bij een bepaalden stand van de variabele condensatoren. Meer gebruikelijk is het echter, de verhouding tusschen het M.F. signaal aan den detector bij juiste afstemming en dat bij een bepaalde verstemming, als functie van de verstemming in Hz uit te zetten. Fig. 290 stelt een resonantiekromme van een superheterodyne ontvangtoestel voor. Indien het toestel niet nauwkeurig op het te ontvangen signaal is afgestemd, bevindt dit laatste zich op een van de flanken van de resonantiekromme. Het gevolg hiervan is, dat één zijgolf van de modulatie minder wordt versterkt dan de andere. Bovendien zijn dan de absolute waarden van de beide momenteele (positieve en negatieve) fasehoeken van deze zijgolven t.o.v. de draaggolf niet meer gelijk. Het gevolg van de ongelijkmatige versterking en de ongelijke momenteele fasehoeken is een vervorming van de omhullende lijn der draaggolf.

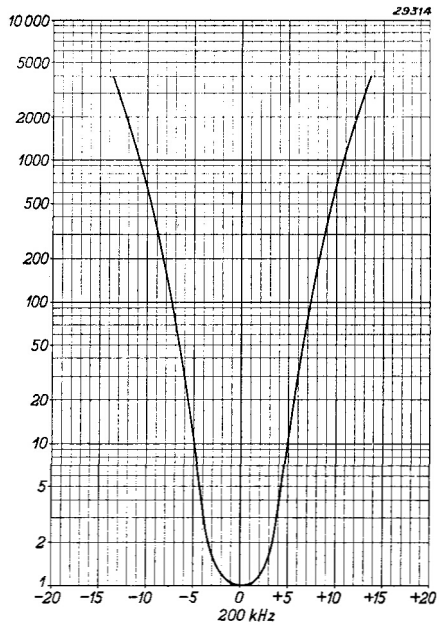


Fig. 290

Resonantiekromme van een superheterodyne ontvangtoestel.
Horizontale as: Frequentieafwijking van de H.F. resonantiefrequentie (200 kHz).
Verticale as: Verhouding tusschen de signaalspanning aan den detector bij resonantie en de signaalspanning aan den detector bij een bepaalde frequentieafwijking van de resonantiefrequentie.

Deze vervorming is het sterkst voor de hooge tonen, waarvan de eene zijgolf onder bepaalde omstandigheden nagenoeg volkomen kan worden onderdrukt.

Uit het bovenstaande blijkt, dat het van belang is, ervoor te zorgen, dat de draaggolffrequentie van het gewenschte signaal samenvalt met het midden van de resonantiekromme. Bij ontvangtoestellen zonder automatische volumeregeling zal men dit trachten te bereiken door op de grootste geluidssterkte af te stemmen. Bij toestellen met automatische volumeregeling is het moeilijk op het midden van de resonantiekromme in te stellen, daar de verzwakking van het signaal bij verstemming min of meer door de automatische volumeregeling wordt teniet gedaan. Men kan het midden van de resonantiekromme dan alleen vinden, door op een zoo gering mogelijke vervorming in te stellen. Het zou dus uiterst gemakkelijk zijn, een middel ter beschikking te hebben, met behulp waarvan het midden van de resonantiekromme op zichtbare wijze kan worden bepaald. Dit kan met behulp van de verschillende voor dit doel ontwikkelde systemen voor zichtbare afstemming of afstemmingsindicatie worden verwezenlijkt.

§ 2. Het principe, waarop de afstemmingsindicatie berust

Daar de signaalspanningen in het midden van de resonantiekromme doorgaans het grootst zijn, zou het mogelijk zijn de zichtbare afstemming zoodanig in te richten, dat het verloop van de signaalspanning aan den laatsten trillingskring als functie van de verstemming door een spanningsindicator wordt aangegeven. In dat geval zou men dus op maximale spanning dienen in te stellen [1]). Daar het echter H.F. spanningen betreft, is dan een hoogfrequente spanningsindicator voor dit doel noodzakelijk. Zooals reeds uitvoerig werd uiteengezet (zie hoofdstuk XXII), is de gelijkspanning aan den lekweerstand van de detectiediode afhankelijk van de aangelegde H.F. of M.F. wisselspanning, zoodat het doel ook kan worden bereikt, door de grootte van deze spanning zichtbaar te maken; het is op dit principe, dat de verschillende systemen van afstemmingsindicatie berusten.

§ 3. De verschillende systemen van afstemmingsindicatie

De gelijkspanning aan den lekweerstand van een detectiediode kan op verschillende wijzen zichtbaar worden gemaakt. Daar het in de

[1]) Ook wanneer het toestel van een automatische volumeregeling is voorzien, zal de spanning in het midden van de resonantiekromme het grootst zijn. Bij verstemming valt dan deze spanning niet zoo snel af, zoodat men moeilijk op het gehoor, door middel van de geluidssterkte, kan vaststellen of men bij het afstemmen het midden van de resonantiekromme bereikt heeft. Zonder automatische volumeregeling zal dit in het algemeen wel het geval zijn. De zichtbare indicatie kan uiteraard veel gevoeliger zijn en men kan hiermede op duidelijke wijze op de maximale spanning instellen.

practijk niet gewenscht is, een meetinstrument direct parallel aan of in serie met den lekweerstand te schakelen, kan bijvoorbeeld de anodegelijkstroomvariatie van een buis, die door de automatische volumeregeling wordt geregeld, worden gebruikt om een kleinen milliampèremeter te sturen. De juiste afstemming wordt dan verkregen door op den kleinsten gelijkstroom in te stellen. De geregelde buis wordt dus tegelijkertijd als versterker voor de zichtbare afstemming gebruikt. Hierbij is het noodig, dat de regelspanning op de beschouwde buis afkomstig is van een automatische volumeregeling, welke zonder uitstel is verkregen, daar de afstemmingsindicatie anders voor kleine signalen niet zou werken. Fig. 291 geeft de principieele schakeling van deze afstemmingsindicatis.

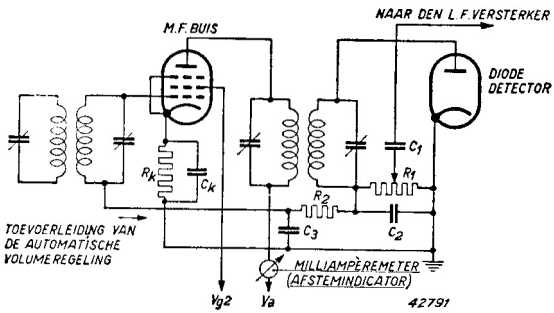


Fig. 291
Principe van een afstemmingsindicatie In de anodeketen van een geregelde M.F. buis wordt een milliampèremeter opgenomen. De juiste afstemming is bereikt, indien de meter den kleinsten uitslag geeft.

De milliampèremeter kan een bijzondere uitvoering hebben; hij wordt doorgaans als een zoogenaamde schaduwindicator uitgevoerd, d.w.z. de draaispoel beweegt een plaatje in een lichtbundel en veroorzaakt zoodoende op een matglas een schaduw, waarvan de breedte verandert.

Een andere methode bestaat hierin, dat men in de anodetoevoerleiding van een geregelde buis een weerstand opneemt en de gelijkspanningsvariatie over dezen weerstand door middel van een bijzonder hiertoe vervaardigde neonbuis zichtbaar maakt (zie fig. 299a). De Philips neonbuis 4662 werd voor dit doel ontworpen. De neonbuis heeft het nadeel tamelijk onregelmatig in zijn eigenschappen te zijn, terwijl een schaduwindicator met een zekere traagheid werkt, hetgeen het afstemmen bemoeilijkt.

De electronenstraalindicator berust op het principe van de hoogvacuumelectronenstraalbuis en bevat een eigen versterkingssysteem, waardoor spanningsvariaties aan den lekweerstand van een diode zichtbaar gemaakt kunnen worden, zonder van een geregelde buis gebruik te maken. Bij dit soort buizen worden op een conisch fluoresceerend scherm, dat van de bovenzijde uit zichtbaar is, groen oplichtende fluoresceerende vlekken gevormd, waarvan de breedte kan worden veranderd; hiermede is het mogelijk een zeer scherpe aanduiding van de afstemming te ver-

krijgen. De traagheidslooze werking van de hoogvacuumbuis is een van de voornaamste voordeelen van dit soort indicatoren, die ook hun toepassingen in meettoestellen en andere gevonden hebben.

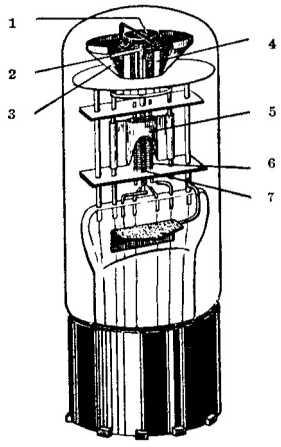


Fig. 292
Constructie van den electronenstraalindicator EM 1. Deze bevat aan de onderzijde een versterkingstriode en aan de bovenzijde een indicatorgedeelte.
1 = afschermplaatje om het licht van de kathode onzichtbaar te maken;
2 = kathode;
3 = fluorescentiescherm;
4 = afbuigplaatjes;
5 = anode van het triodegedeelte;
6 = rooster van het triodegedeelte;
7 = kathode.

§ 4. De electronenstraal-indicatorbuis

De electronenstraalindicator EM 1 bestaat uit het eigenlijke indicatorgedeelte en een versterkingsgedeelte. Het indicatorgedeelte bevat een kathode, die eveneens voor het versterkingsgedeelte wordt gebruikt, een anode, die tevens als fluoresceerend scherm fungeert, en vier afbuigplaatjes. De constructie van deze buis wordt in fig. 292 gegeven.

Door den conischen vorm van de anode, die aan de binnenzijde met een fluoresceerende stof is bedekt, kan men het oplichten ervan, dat door de botsing der aangetrokken electronen veroorzaakt wordt, van de bovenzijde der buis uit waarnemen. De buis wordt in het toestel zoodanig opgesteld, dat van buiten alleen de bovenzijde te zien is, bijvoorbeeld door een opening in zijn kast aan te brengen. Op het scherm worden vier fluoresceerende vlekken gevormd. Deze lichtvlekken hebben den vorm van klaverblaadjes, die tezamen een kruis vormen en waaraan de veelal toegepaste benaming van „afstemkruis" is ontleend. Tusschen de kathode en de anode bevinden zich radiaal de 4 afbuigplaten (zie ook fig. 293), waardoor de electronen, die naar de anode snellen, worden afgebogen. Deze afbuigende werking is des te grooter, naarmate het spanningsverschil tusschen de anode en de afbuigplaten grooter is; aan de afbuigplaten wordt een positieve spanning gelegd, die tusschen de anodevoedingsspanning (bijv. 250 V) en een bepaalde lage spanning (ca. 10 V) ligt.

Door de afbuigende werking van de vier plaatjes ontstaan op het scherm schaduwen, waarvan de breedte kan veranderen. Indien het spanningsverschil tusschen de anode (fluoresceerend scherm) en de afbuigplaten maximaal is, is de afbuiging het grootst en zijn de schadu-

wen het breedst. Fig. 293a geeft een voorbeeld van het oplichten van het fluoresceerende scherm bij groote afbuigingen, fig. 293b bij kleine afbuigingen.

Men kan zich de werking het beste aan de hand van fig. 293c voorstellen. In deze figuur wordt de anode voorgesteld als een cylinder, die zich om de kathode bevindt. De teekening geeft de tusschen deze beide electroden zich bevindende vier afbuigplaatjes aan. Indien deze afbuigplaatjes een lagere spanning dan de anode hebben, worden tusschen de plaatjes D en de anode electrostatische velden gevormd, waarvan de krachtlijnen ongeveer volgens de gestippelde lijnen verloopen. Een electron, dat de kathode in het punt A verlaat en in het punt P belandt, ondervindt aldaar, ten gevolge van de kracht K, een afbuiging uit zijn richting van voortbeweging. Ten gevolge van de afbuigende krachten in het veld, beschrijft het electron een gekromde baan en belandt het ten slotte in het punt B op de anode. Indien het verschil in potentiaal groot is, zal het afbuigende veld zeer sterk zijn. De afbuiging is dan groot en de schaduwen achter de plaaties zullen dientengevolge breed zijn. Indien daarentegen geen verschil in potentiaal bestaat, zal ook geen afbuiging plaats hebben en zullen de plaaties integendeel een aantrekkende kracht uitoefenen, waardoor de geheele anode oplicht. Hierbij dient nog te worden opgemerkt, dat de krachtlijnen in werkelijkheid niet zoo eenvoudig verloopen als in fig. 293c wordt voorgesteld. De spanningsschommelingen aan de afbuigplaatjes worden verkregen met behulp van de in den ballon aangebrachte versterkingstriode. Deze triode werkt met een weerstandskoppeling (zie fig. 294), zoodat de anodegelijkspanning bij toenemende negatieve gelijkspanning aan

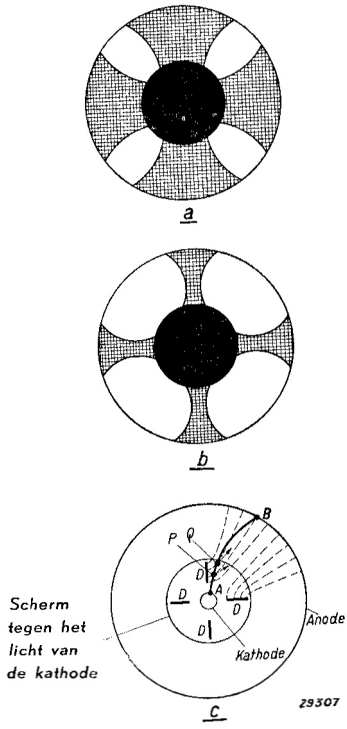


Fig. 293

a) Lichtbedekking van het fluoresceerende scherm bij een lage negatieve spanning aan het rooster van het triodegedeelte.

b) Lichtbedekking van het fluoresceerende scherm bij een hooge negatieve spanning aan het rooster van het triodegedeelte.

c) Schematische voorstelling van de opstelling der electroden in het indicatorgedeelte. Tusschen de afbuigplaatjes D en de anode wordt een electrostatisch veld gevormd, dat een afbuigende werking heeft op de electronen, die zich naar de anode bewegen. De getrokken lijn AB geeft de baan van een electron van de kathode naar de anode weer.

het stuurrooster eveneens toeneemt. Nu zijn de afbuigplaatjes van het indicatorgedeelte rechtstreeks verbonden met de anode van de triode, zoodat een toeneming van de negatieve spanning tevens overeenkomt met een vermindering van de breedte der schaduwsectoren. Indien, bij afstemming van het toestel op een signaal, de maximale negatieve gelijkspanning aan het rooster wordt bereikt, zullen de fluoresceerende vlekken voor dit signaal eveneens hun maximale breedte bereiken.

De constructie van den electronenstraalindicator EM 1 blijkt uit fig. 292. Het triodegedeelte is onder in de buis opgesteld, het indicatorgedeelte boven. De beide deelen hebben een gemeenschappelijke kathode, die aan de bovenzijde door een zwart plaatje wordt afgedekt, zoodat geen hinder wordt ondervonden van het licht, dat de kathode uitstraalt. In fig. 295 wordt de schakeling van de EM 1 in een toestel met uitgestelde automatische volumeregeling gegeven.

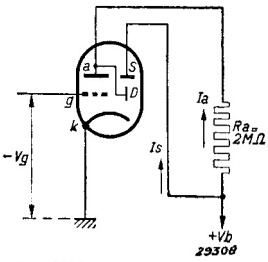


Fig. 294

Principe van de schakeling van den electronenstraalindicator EM 1. Het triodegedeelte wordt als versterker met weerstandskoppeling gebruikt. De spanningsvariaties aan de anode a van de triode worden rechtstreeks aan de vier afbuigplaatjes (door D voorgesteld) toegevoerd en bewerkstelligen op deze wijze een verandering van de breedte der fluoresceerende vlekken op het scherm S.

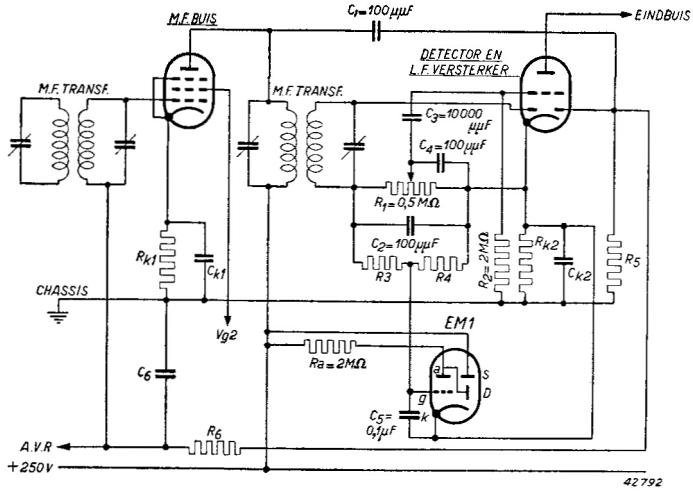


Fig. 295

Schakeling van den afstemmingsindicator in een superheterodyne ontvangtoestel met uitgestelde automatische volumeregeling. Het rooster van den indicator wordt door de gelijkspanning van de detectiediode gestuurd, zoodat ook voor zwakke signalen een aanwijzing wordt verkregen. De potentiometer $R_3 - R_4$ heeft ten doel de negatieve gelijkspanning van den lekweerstand R_1 te deelen. De waarden van de weerstanden R_3 en R_4 dienen zoo hoog mogelijk te zijn, ten einde het verschil tusschen den wisselstroomweerstand van de diodeschakeling en den gelijkstroomweerstand zoo klein mogelijk te houden. De spanningsdeeling dient zoo te worden gekozen, dat het fluoresceerende scherm bij het grootste te verwachten signaal aan den detector juist volledig oplicht.

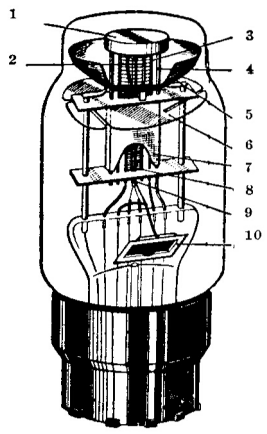


Fig. 296

Constructie van den electronenstraalindicator C/EM 2.

1 = afschermplaatje, om de storing door het licht van de kathode te verhinderen;
2 = staafjes, die het afschermplaatje dragen;
3 = roosterstaafjes;
4 = afbuigstaafjes, die met de anode van het triodegedeelte zijn verbonden;
5 = anode van het indicatorgedeelte en fluorescentiescherm;
6 = centreerschijf uit mica;
7 = anode van het triodegedeelte;
8 = rooster van het triodegedeelte;
9 = kathode;
10 = getterhouder.

Ten einde te bereiken, dat de electronenstroom naar de anode van het indicatorgedeelte niet te groot wordt, is tusschen de afbuigplaatjes en de kathode van de EM 1 achteraf nog een rooster aangebracht, dat met de kathode is verbonden. Door de ruimtelading vóór dit rooster wordt de stroom naar het fluoresceerende scherm beperkt, waardoor het fluoresceerende materiaal wordt ontzien.

De afstemmingsindicator C/EM 2 is op soortgelijke wijze als de EM 1 geconstrueerd, maar in plaats van de vier afbuigplaatjes zijn twee afbuigstaafjes aangebracht. Bovendien is het rooster tusschen de kathode en de afbuigstaafjes afzonderlijk naar buiten gevoerd, waardoor de mogelijkheid wordt geboden, den electronenstroom van de kathode naar het fluoresceerende scherm op tweeërlei wijze te sturen: eenerzijds door de afbuigende werking ten gevolge van het potentiaalverschil tusschen het fluoresceerende scherm en de beide afbuigstaafjes en anderzijds door een regelspanning aan het rooster van het indicatorgedeelte te leggen. Door de eerste methode wordt voornamelijk de breedte van de fluoresceerende vlekken gestuurd, terwijl de tweede methode voornamelijk op de intensiteit van de fluoresceerende vlekken van invloed is, zoodat de vlekken onder bepaalde omstandigheden geheel kunnen worden onderdrukt.

Het sturen van de breedte der fluoresceerende vlekken zal ook op de intensiteit eenigszins van invloed zijn, terwijl het sturen van de intensiteit, ten gevolge van de afbuigende werking der roostersteunen, de breedte van de lichtvlekken eenigszins zal beïnvloeden. De constructie van deze buis blijkt uit fig. 296.

Een moderne uitvoeringsvorm van den electronenstraalindicator is de EM 4. Deze buis bezit twee gevoeligheden, hetgeen het mogelijk maakt met dezelfde nauwkeurigheid zoowel op zenders met geringe veldsterkte op de plaats van ontvangst als op zenders met groote veldsterkte af te stemmen. Uiterlijk vertoont deze buis een groote gelijkenis met de EM 1. Op het fluorescentiescherm worden, in plaats van vier, slechts

twee fluorescentievlekken zichtbaar. Bij de EM 4 zal men de afstemming door middel van de breedte van de schaduwsectoren tusschen de fluorescentievlekken regelen. Deze schaduwsectoren veranderen bij het afstemmen niet even sterk in de breedte. De hoekvariatie van den eenen sector geschiedt veel sneller dan die van den anderen, d.w.z. de gevoeligheid van den eenen sector is veel grooter dan die van den anderen. Onder gevoeligheid verstaan we dan de hoekvariatie van een schaduwsector per volt gelijkspanningsvariatie aan het stuurrooster. Deze twee verschillende gevoeligheden werden bereikt door het uit één triode bestaande versterkingssysteem van de EM 1 te vervangen door twee trioden met verschillenden versterkingsfactor, die boven elkaar om de met het indicatorgedeelte gemeenschappelijke kathode zijn opgesteld. Zij hebben eveneens een gemeenschappelijk rooster, dat echter voor elk systeem met een anderen spoed is gewikkeld. De twee anoden zijn electrisch van elkander gescheiden. Ieder van deze anoden is verbonden met een van de twee afbuigstaafjes van het indicatorgedeelte (fig. 297 geeft een schematische voorstelling van de opstelling van de afbuigstaafjes in het indicatorgedeelte).

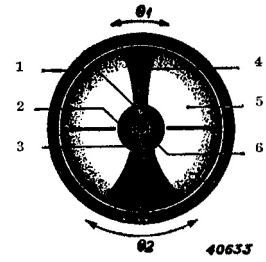


Fig. 297

Opstelling van de onderdeelen in het indicatorgedeelte van de EM 4 en voorstelling van de schaduwsectoren op het fluorescentiescherm.

1 = afbuigstaafje van het gevoelige gedeelte;
2 = steunstaafje voor het afdekschermpje van de kathode;
3 = afbuigstaafje van het ongevoelige gedeelte;
4 = schaduwsector van het gevoelige gedeelte;
5 = fluorescentievlek;
6 = scherm ter afdekking van het door de kathode uitgestraalde licht.

Deze anoden worden via serieweerstanden van 1 MΩ met de positieve gelijkspanning van het ontvangtoestel verbonden (ongeveer + 250 V). De twee trioden worden tegelijkertijd door de negatieve gelijkspanning aan het rooster gestuurd (gelijkspanning van de detectiediode). Nu levert het triodesysteem met den grooten versterkingsfactor voor een bepaalde roosterspanningsverandering een grootere variatie op van de anodegelijkspanning, en dus van den schaduwhoek achter het daaraan gekoppelde afbuigstaafje, dan het andere systeem.

Bij het ontwerpen van deze buis ging men van de volgende overweging uit: wenscht men met een buis zooals de EM 1 een gevoelige indicatie voor zwakke zenders, dan zal men het rooster zonder of met weinig verzwakking door de gelijkspanning aan den lekweerstand van de detectiediode laten sturen. Bij sterke zenders ontstaat dan echter op het rooster een zoo hooge gelijkspanning, dat de fluorescentievlekken reeds lang vóór het bereiken van het midden van de resonantiekromme van den ontvanger het geheele scherm bedekken. Geeft men daarentegen

de voorkeur aan een goede zichtbare afstemming van sterke zenders, dan zal men een zoodanige verzwakking van de aan den lekweerstand van de detectiediode ontwikkelde gelijkspanning moeten toepassen, dat van een indicatie van zwakke zenders nauwelijks meer sprake is. Ter verkrijging van een goede indicatie zoowel voor zwakke als voor sterke zenders, zou men dus twee electronenstraalindicatoren van het type EM 1 moeten inbouwen, waarvan de eene direct en de andere via een spanningsdeeler met den lekweerstand van de detectiediode zou moeten worden gekoppeld.

De EM 4 biedt de mogelijkheid deze twee indicatoren door één buis met twee verschillende gevoeligheden te vervangen, en bovendien kan men het rooster hiervan direct op den lekweerstand van de detectiediode aansluiten; men zal dus meestal geen spanningsdeeler meer noodig hebben.

Ten slotte willen wij nog even op een type electronenstraalindicator wijzen, waarbij het versterkingssysteem als penthode is uitgevoerd, die als laagfrequentversterker met veranderbare versterking gebruikt wordt. De constructiewijze van deze buis is soortgelijk aan die van de EM 1 of de EM 4; het versterkingssysteem zit onder, het indicatorsysteem boven in den ballon; beide zijn weer om een gemeenschappelijke kathode gebouwd. Het scherm van den indicator is eveneens conisch gevormd; tusschen de kathode en het scherm vindt men een rooster en twee afbuigstaafjes. Deze twee afbuigstaafjes zijn met het schermrooster van het penthodedeel verbonden.

Het penthodegedeelte is geconstrueerd voor toepassing met meeloopende schermroosterspanning, dus voor voeding van het schermrooster via een serieweerstand (zie hoofdstuk XXI, § 5). Wordt de regelspanning van de automatische volumeregeling aan het rooster toegevoerd, dan daalt de schermroosterstroom bij stijgende negatieve roostervoorspanning, dus bij toenemende regelspanning (hetgeen het geval is, wanneer men het midden van de resonantiekromme nadert). Dientengevolge stijgt de spanning aan het schermrooster en aan de afbuigelectroden. Daardoor vermindert, evenals dit bij de EM 1 het geval is, de afbuigende werking van de afbuigstaafjes, zoodat de schaduwen op het fluorescentiescherm smaller en de fluorescentievlekken breeder worden.

Daar het schermrooster door een condensator ontkoppeld wordt, kunnen terzelfder tijd aan het rooster wisselspanningen worden toegevoerd, zonder dat zich deze in de fluorescentievlekken bemerkbaar maken.

Men heeft nu het penthodedeel van de EFM 1 zoodanig ontworpen, dat dit voor laagfrequentversterking, en wel voor veranderbare versterking, geschikt is (zie ook hoofdstuk XXI, § 6). Ter verkrijging van de afstemmingsindicatie wordt, zooals gezegd, een veranderlijke negatieve

gelijkspanning aan het rooster toegevoerd. Bij een sterk H.F.signaal aan de detectiediode (of aan de diode voor automatische volumeregeling) wordt dus het rooster van het penthodegedeelte van de EFM 1 vrij sterk negatief, waardoor de versterking van de buis wordt verminderd. Dit beteekent, dat de L.F.versterker aan de automatische volumeregeling deelneemt. Fig. 298 geeft nog het principe van de schakeling van dezen electronenstraalindicator in combinatie met een detectiediode weer. Voor nadere bijzonderheden, zie deel II van deze boekenreeks „Gegevens en Schakelingen van moderne Ontvang- en Versterkerbuizen".

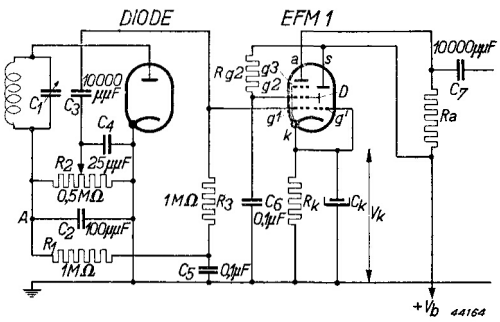


Fig. 298
Principe van de schakeling van de EFM 1 als regelbare versterker en electronenstraalindicator met voorafgaanden diodedetector.

§ 5. De neon-indicatorbuis

Zooals in § 3 werd uiteengezet, kunnen de spanningsvariaties, die door de automatische volumeregeling over een in de anodeketen van een geregelde buis opgenomen weerstand ontstaan, door een veranderende lichtbedekking van de kathode van een neonbuis zichtbaar worden gemaakt. De Philips 4662 is speciaal voor dit doel ontworpen en bestaat uit een kathode in den vorm van een staafje, een hoofdanode, eveneens in den vorm van een staafje, die met de veranderende spanningsbron wordt verbonden, en een korte hulp- of ontstekingsanode, met behulp waarvan het gas in de buis in geïoniseerden toestand wordt gehouden; de laatstgenoemde anode dient om te voorkomen, dat de spanning aan de hoofdanode eerst tot de ontsteekspanning moet oploopen, alvorens de buis gaat werken; door middel van de hulpanode zal de buis, ook nadat de spanning aan de hoofdanode zeer laag is geweest, weer onmiddellijk beginnen te werken, zoodra de spanning oploopt. De lichtbedekking is het grootst, indien de spanning aan de hoofdanode maximaal is.
Dit is dus het geval, indien de negatieve spanning aan het rooster van de geregelde buis groot is, zoodat de juiste afstemming wordt verkregen bij maximale lengte van de lichtzuil om de kathode.
In fig. 299a wordt een teekening van de buis gegeven, terwijl fig. 299b een schakeling van deze buis voorstelt. De weerstand R_1, die in de anodeketen van een M.F. buis is opgenomen, moet al naar gelang de

behoefte worden gekozen. De waarde, die in het schema is aangegeven, geldt voor een buis EF 5 als M.F. versterker. De condensator C^1 heeft ten doel de onderzijde van de primaire van de M.F. transformator voor de middenfrequentie te aarden. Door den weerstand R_2 wordt de gevoeligheid van den indicator aan de regelspanningsverandering aangepast. De ontsteekspanning wordt via den weerstand R_3 aan de hulpelectrode a' gelegd.



Fig. 299a

Constructie van de neon-indicatorbuis 4662.
k = kathode;
a = hoofdanode;
a' = hulp- of ontstekingsanode.

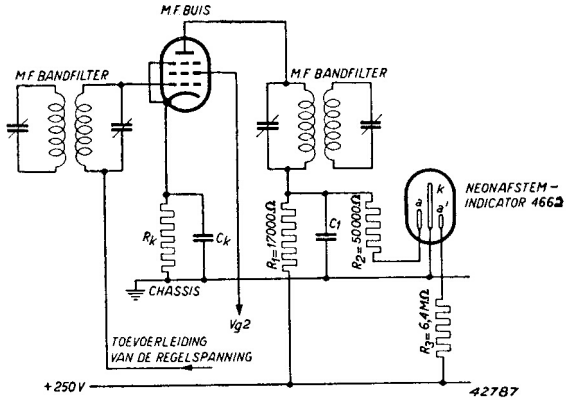


Fig. 299b

Schakeling van de neon-indicatorbuis in een superheterodyne ontvangtoestel.

HOOFDSTUK XXVI

Laagfrequente tegenkoppeling

§ 1. Beschouwingen over de weergavekwaliteit van het ontvangtoestel

Het ontvangtoestel heeft tot opgave de laagfrequente modulatie van het ontvangen hoogfrequente signaal zoo getrouw mogelijk door den luidspreker weer te geven. Een volmaakte natuurgetrouwheid is echter om practische redenen niet te bereiken. De weergave zal min of meer van de volmaakte natuurgetrouwheid afwijken, al naar gelang de kosten, die aan de schakeling en de montage van het toestel zijn besteed. Zoo spelen bijvoorbeeld de toegepaste buizen een rol. Afwijkingen van de natuurgetrouwheid worden vervorming genoemd.

De in een ontvangtoestel optredende vervormingen kunnen in twee soorten worden onderscheiden, die men doorgaans

a) lineaire vervorming en
b) niet-lineaire vervorming

noemt.

Onder lineaire vervorming verstaat men de bij den luidspreker optredende afwijkingen van de relatieve sterkte, waarmee de verschillende modulatiefrequenties aan den ingang van het toestel aanwezig zijn. Aangenomen, dat de modulatie van de ontvangen draaggolf uit twee frequenties bestaat (bijv. 500 Hz en 2000 Hz), waarvan de amplituden zich als 1 : 2 verhouden, dan moeten de amplituden van de door den luidspreker weergegeven 500 Hz en 2000 Hz tonen zich eveneens als 1 : 2 verhouden.

Daar de weergave van den luidspreker, afgezien van een resonantiepiek, bijlage frequenties in groote trekken onafhankelijk is van de frequentie, indien de stroom door den luidspreker constant wordt gehouden, komt dit hierop neer, dat, indien de modulatiediepte van de ontvangen draaggolf constant is, de stroom door den luidspreker bij elke frequentie even groot moet zijn. Hierbij is het richtingseffect van den luidspreker echter niet beschouwd.

Door dit effect worden bepaalde frequenties in de eene richting beter weergegeven dan in een andere, zoodat de sterkteverhouding van de verschillende toonhoogten niet in elke richting dezelfde is. Daarbij komt nog een factor, namelijk de gevoeligheid van het gehoor voor verschillende toonhoogten bij verschillende geluidssterkten. Zoo worden bijvoorbeeld de lage tonen bij een geringe geluidssterkte minder sterk t.o.v. een toon van 1000 Hz waargenomen dan bij een grootere geluidssterkte [1]).

[1]) Zie in dit verband ook de artikelen van R. Vermeulen: „Octaaf en decibel" en „De verhouding tusschen fortissimo en pianissimo" in Philips Technisch Tijdschrift **2**, 1937, blz. 47-56 en 266-269.

Het is moeilijk met al deze factoren tegelijk rekening te houden, zoodat men meestal volstaat met de amplitude van den wisselstroom door den luidspreker voor alle frequenties zoo constant mogelijk te houden en de resonantiepieken van den luidspreker indien mogelijk te dempen. Men kan nu voor een ontvangtoestel den wisselstroom door den luidspreker, als functie van de frequentie der modulatie van de ontvangen draaggolf bij een constante modulatiediepte, in den vorm van een kromme uitzetten. Men krijgt dan de zoogenaamde getrouwheidskromme of **frequentiekarakteristiek** van het toestel. Doorgaans wordt ervoor gezorgd, dat de frequentiekarakteristiek over het geheele hoorbare gebied zoo vlak mogelijk verloopt. Alleen bij de resonantiepiek van den luidspreker

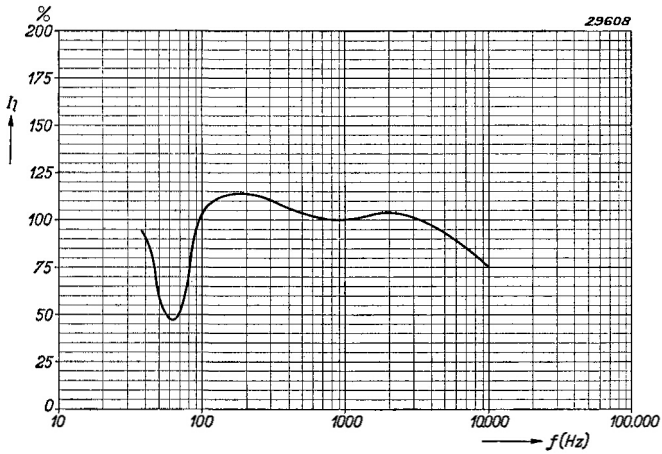


Fig. 300

Frequentiekarakteristiek (verhouding van den luidsprekerstroom voor iedere frequentie tot den luidsprekerstroom bij de frequentie van 1000 Hz als functie van de frequentie) van het L.F. gedeelte van een ontvangtoestel.

is het gewenscht, dat de door het ontvangtoestel geleverde stroom afneemt. Fig. 300 geeft een dergelijke frequentiekarakteristiek van het L.F. gedeelte van een ontvangtoestel.

Onder niet-lineaire vervorming verstaat men de vorming van harmonischen van de laagfrequente modulatie. De belangrijkste oorzaak van deze vorming van harmonischen is de kromming in de karakteristiek van de toegepaste buizen. In elken trap worden harmonischen van de laagfrequente modulatie gevormd. Deze harmonischen worden in den volgenden trap versterkt en bij de in dezen trap ontstaande harmonischen opgeteld. Het kan daarbij ook gebeuren, dat harmonischen elkaar min of meer compenseeren.

In de H.F., meng- en M.F. trappen ontstaat modulatievervorming; in

den detectortrap, L.F. versterkertrap en eindtrap worden L.F. harmonischen gevormd. Men kan nu, om een indruk te krijgen van de harmonischen, die in het toestel worden gevormd, de totale vervorming in de anodeketen van den eindtrap of in den luidsprekerstroom als functie van het geleverde vermogen uitzetten, waarbij dan de laagfrequente modulatie van de ontvangen draaggolf aan den ingang van het toestel wordt verondersteld onvervormd te zijn.

De krommingen van de karakteristiek hebben ook nog ten gevolge, dat combinatietonen kunnen worden gevormd (zie hiervoor hoofdstuk XVI, § 5a).

Om een onvervormde weergave te verkrijgen, moet de vorming van harmonischen en combinatietonen zoo veel mogelijk worden vermeden, d.w.z. er moet voor worden gezorgd, dat het verband tusschen den uitgangsstroom en de L.F. modulatie van ingangsspanning van het toestel zoo lineair mogelijk is. Over het algemeen heeft de ernstigste vervorming in het L.F. gedeelte van het toestel plaats, in het bijzonder in den eindtrap.

Door gebruik te maken van schakelingen met laagfrequente tegenkoppeling, blijkt het mogelijk te zijn de vorming van harmonischen en van combinatietonen in den L.F. versterker grootendeels te onderdrukken. Tegelijkertijd bieden dergelijke schakelingen de mogelijkheid, de frequentiekarakteristiek van het L.F. gedeelte aanzienlijk te verbeteren.

§ 2. Het principe van de laagfrequente tegenkoppeling

Staat over den ingang van een L.F. versterker een wisselspanning V_i (zie figuur 301), dan verkrijgt men in den belastingsweerstand R_a een uitgangswisselstroom I_o. Men kan nu den uitgangsstroom I_o als functie van de ingangsspanning V_i uitzetten en krijgt dan een dynamische I_o/V_i karakteristiek van dezen versterker. Is de ingangswisselspanning sinusvormig, dan zal de uitgangswisselstroom doorgaans niet zuiver sinusvormig zijn. Deze stroom bevat behalve de grondfrequentie (de frequentie van V_i) nog harmonischen. De dynamische I_o/V_i karakteristiek van dezen versterker is dus geen rechte lijn.

Schakelt men in serie met den belastingsweerstand R_a een weerstand R_r



Fig. 301

L.F. versterker, voorgesteld door een kastje met twee ingangsklemmen: a, b en twee uitgangsklemmen: c, d. De belastingsweerstand (luidspreker) R_a is op de klemmen c en d aangesloten, terwijl een wisselspanning V_i over de klemmen a en b staat. De richtingen, waarin de stroomen positief worden gerekend, zijn door pijlen aangegeven. De richtingen, waarin de spanningen positief worden gerekend, zijn aangegeven door + en —teekens bij de dubbele pijlen.

dan zal de stroom I_o ook door dezen weerstand vloeien. Over den weerstand R zal een wisselspanning V_R komen te staan, die men naar den ingang van den versterker kan terugvoeren.

In fig. 302 is deze spanning in serie geschakeld met de ingangsspanning V_i. Het is nu duidelijk, dat de spanning V_R eveneens door den versterker wordt versterkt, zoodat in de uitgangsketen bovendien een stroom $S_d V_R$ ontstaat, als S_d de steilheid van de dynamische I_o/V_i karakteristiek van den versterker voorstelt. Is de fase van den stroom $S_d V_R$ tegengesteld aan die van den anodewisselstroom I_o, dan zal de resulteerende uitgangswisselstroom kleiner zijn dan zonder terugkoppeling het geval is; men spreekt in dit geval van tegenkoppeling. Om bij tegenkoppeling weer denzelfden uitgangswisselstroom te verkrijgen als zonder tegenkoppeling, moet een grooter ingangssignaal worden aangelegd. Aangezien V_R ook de in I_o aanwezige harmonischen bevat, die via den versterker weer harmonischen in I_o doen ontstaan, welke met de oorspronkelijk in I_o aanwezige harmonischen in tegenfase zijn, zullen, zooals nader zal worden uiteengezet, de resulteerende harmonischen in den uitgangswisselstroom kleiner zijn dan zonder tegenkoppeling het geval is. Dit terugvoeren van de spanning over den weerstand R naar den ingang van den versterker komt dus neer op een vermindering van de steilheid van den versterker en tevens op een vermindering van de vervorming. Daar de tegenkoppelspanning volgens de in fig. 302 voorgestelde schakeling evenredig is met den uitgangswisselstroom I_o, noemt men dit soort tegenkoppeling stroomtegenkoppeling.

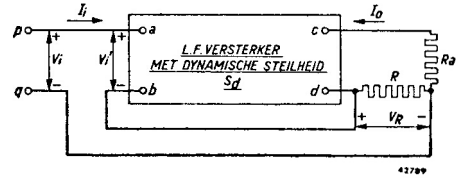


Fig. 302
L. F. versterker met belastingsweerstand R_a en een hiermee in serie geschakelden weerstand R. De wisselspanning over R wordt naar de ingangsklemmen teruggevoerd, zoodat terugkoppeling aanwezig is. Als de teruggevoerde wisselspanning in tegenfase is met de aangelegde wisselspanning V_i, spreekt men van tegenkoppeling. De richtingen, waarin de stroomen positief worden gerekend, zijn door pijlen aangegeven. De richtingen, waarin de spanningen positief worden gerekend, zijn aangegeven door + en —teekens bij de dubbele pijlen.

§ 3. Met den uitgangswisselstroom evenredige tegenkoppeling

a) Invloed van de stroomtegenkoppeling op de versterking, de vervorming en den inwendigen weerstand

Volgens fig. 302 bevindt zich aan den ingang van den versterker een wisselspanning:

$$(1) \quad V_i = V_i' + V_R = V_i' + I_o R = V_i' + S_d V_i' R = V_i' (1 + S_d R)$$

Zonder tegenkoppeling is $V_i = V_i'$, zoodat met tegenkoppeling, ter verkrijging van denzelfden uitgangsstroom, een ingangssignaal V_i noodig is, dat $(1 + S_dR)$ maal zoo groot is. De dynamische steilheid dI_o/dV_i is dus bij tegenkoppeling $(1 + S_dR)$ maal zoo klein. Noemt men de dynamische steilheid van den tegengekoppelden versterker, d.w.z. de dynamische steilheid van de klemmen p q naar de klemmen c d S_d', dan krijgt men de vergelijking:

$$S_d' = \left(\frac{1}{1 + S_dR}\right) S_d. \qquad (2)$$

Als het product S_dR zeer veel grooter is dan 1, kan $\frac{1}{1 + S_dR}$ worden vervangen door $\frac{1}{S_dR}$, zoodat de dynamische steilheid dan de constante waarde $\frac{S_d}{S_dR} = \frac{1}{R}$ benadert. Dit komt dus hierop neer, dat de steilheid onafhankelijk wordt van de eigenschappen der buizen, hetgeen ook beteekent, dat bij een zeer groote waarde van S_dR de dynamische I_o/V_i karakteristiek van den versterker de rechte lijn benadert. De vervorming wordt dan gelijk aan nul.

Ten einde een zoo recht mogelijk verloopende dynamische karakteristiek te verkrijgen, moet de tegenkoppeling dus zoo sterk mogelijk zijn. Daar de dynamische karakteristiek van een versterker zonder tegenkoppeling doorgaans onderaan en bovenaan een kromming zal vertoonen, zal de momenteele steilheid S_d bij sturing tot in deze kromme gedeelten kleiner worden en dientengevolge ook het product S_dR, zoodat dit ten slotte niet meer groot zal zyn t.o.v. 1 en de tegenkoppeling daar dus belangrijk minder werkzaam is. Bij sturing tot in de zeer kromme gedeelten van de karakteristiek zal dus ook met tegenkoppeling nog vervorming ontstaan.

Uit vergelijking (1) volgt, dat het ingangssignaal bij tegenkoppeling $(1 + S_dR)$ maal zoo groot moet zijn om een gelijken uitgangswisselstroom te verkrijgen als zonder tegenkoppeling. Bij dit grootere signaal is ten gevolge van de tegenkoppeling de vervorming een factor $(1 + S_dR)$ verkleind. Dit zal hier nader worden verklaard [1]) aan de hand van fig. 303, waarin de principieele schakeling opnieuw wordt gegeven. Stel, dat in den uitgangswisselstroom I_o een bepaald percentage P tweede harmonischen aanwezig is, dan zal V_R eveneens

[1]) Zie ook „Tegenkoppeling" van B. D. H. Tellegen in Philips Technisch Tijdschrift **2**, 1937, blz. 289-294 en C. J. van Loon, Philips Technisch Tijdschrift **1**, 1936, blz. 264 e.v.

een gelijk percentage P tweede harmonischen bevatten. Aangezien V_i sinusvormig is, is de tweede harmonische in V_R ook aanwezig in V_i'. Daar V_R een factor S_dR maal zoo groot is als V_i', zal het percentage van de tweede harmonischen van V_i' een factor S_dR maal zoo groot zijn als het percentage P van V_R. Het percentage tweede harmonischen van den uitgangswisselstroom bestaat uit twee componenten. De eene component stamt uit het percentage tweede harmonischen van V_i' en is volgens het bovenstaande gelijk aan S_dRP.

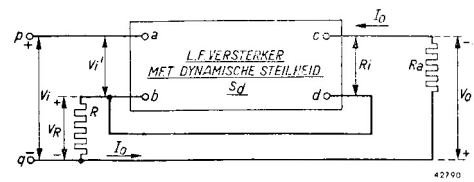


Fig. 303
L.F. versterker met belastingsweerstand R_a en in serie met R_a geschakelden weerstand R. Aan den ingang van den versterker bevindt zich een wisselspanning V_i', die de resultante is van de beide toegevoerde wisselspanningen V_i en V_R. De richtingen, waarin de stroomen positief worden gerekend, zijn door pijlen aangegeven; de richtingen, waarin de spanningen positief worden gerekend, zijn aangegeven door + en —teekens bij de dubbele pijlen.

Het andere gedeelte Q wordt in den versterker ten gevolge van de niet lineaire I_o/V_i karakteristiek door de grondfrequentie van V_i' opgewekt. Q is dus de vervorming door de tweede harmonische zonder tegenkoppeling.

Deze componenten zijn met elkaar in tegenfase en compenseeren elkaar gedeeltelijk, zoodat de resteerende vervorming kleiner is dan de vervorming bij hetzelfde geleverde vermogen zonder tegenkoppeling. Daar het percentage van de tweede harmonische bij tegenkoppeling oorspronkelijk gelijk werd gesteld aan P en de beide genoemde deelen in tegenfase zijn, verkrijgt men de volgende vergelijking:

(3) $$P = Q - S_dRP ,$$

of:

(4) $$P = \frac{Q}{1 + S_dR} .$$

Hieruit volgt dus, dat, bij een gelijk geleverd vermogen met tegenkoppeling, de vervorming door de tweede harmonische $(1 + S_dR)$ maal zoo klein is als zonder tegenkoppeling. Wordt de vervorming sterker en treden hoogere harmonischen op, dan zijn de berekeningen niet meer zoo eenvoudig als bovenstaand werd uitgevoerd. In dat geval kunnen de in V_i' aanwezige harmonischen zich onderling en met de grondfrequentie combineeren en nieuwe harmonischen veroorzaken, die worden toegevoerd aan de harmonischen, die door de grondfrequentie worden veroorzaakt. Men kan echter aantoonen, dat alle harmonischen bij voldoend sterke tegenkoppeling eveneens kleiner worden.

Behalve de vermindering van de vervorming heeft de stroomtegenkop-

peling ten gevolge, dat de inwendige weerstand van den eindtrap van den versterker wordt verhoogd. Dit is in het bijzonder van beteekenis, als de uitwendige weerstand (luidspreker) van de frequentie afhankelijk is.
Stel de inwendige weerstand van den eindtrap is R_i en de statische steilheid van de ingangsklemmen naar de uitgangsklemmen van den versterker S. In dit geval geldt, aangezien R_i en $(R_a + R)$ als parallel geschakelde weerstanden kunnen worden beschouwd (zie fig. 303):

$$I_o = S V_i' \frac{R_i}{R_i + (R_a + R)} . \tag{5}$$

Nu is volgens fig. 303:

$$V_i' = V_i - I_o R, \tag{6}$$

zoodat:

$$I_o = S(V_i - I_o R) \frac{R_i}{R_i + (R_a + R)} . \tag{7}$$

of:

$$I_o = S V_i \frac{R_i}{R_i + R_a + R + SRR_i} . \tag{8}$$

Dus:

$$I_o R_a = V_o = S V_i \frac{R_i R_a}{R_i + R_a + R + SRR_i} . \tag{9}$$

De inwendige weerstand bij tegenkoppeling R_i' kan nu worden bepaald door den kortsluitstroom I_{ok} en de nullastspanning V_{ol} te berekenen. De inwendige weerstand is namelijk gelijk aan het quotiënt van nullastspanning en kortsluitstroom.
Deze kortsluitstroom is (bij $R_a = 0$):

$$I_{ok} = S V_i \frac{R_i}{R_i + R + SRR_i} . \tag{10}$$

De nullastspanning is (bij $R_a = \infty$):

$$V_{ol} = S V_i R_i . \tag{11}$$

De inwendige weerstand R_i' is bij tegenkoppeling dus gelijk aan:

$$R_i' = \frac{V_{ol}}{I_{ok}} = R_i (1 + SR) + R . \tag{12}$$

In de meeste gevallen (bijv. als in den eindtrap penthoden worden toegepast) is R betrekkelijk klein t.o.v. R_i, zoodat dan:

(13) $$R_i' = R_i\ (1 + S\,R).$$

Voor de vermindering van de vervorming en de versterking werd gevonden $(1 + S_d R)$. Als de inwendige weerstand groot is t.o.v. den belastingsweerstand, zal de dynamische steilheid S_d practisch ongeveer gelijk zijn aan de statische steilheid. In dit geval wordt de inwendige weerstand met denzelfden factor vergroot als waarmee de versterking en de vervorming worden verkleind. Deze vergrooting van den inwendigen weerstand door de stroomtegenkoppeling veroorzaakt, dat de uitgangswisselstroom minder afhankelijk is van de uitwendige belasting, zoodat, behalve de niet-lineaire, ook de lineaire vervorming, die bijvoorbeeld door de frequentie-afhankelijkheid van de luidsprekerimpedantie ontstaat, wordt verminderd. Dat de uitgangswisselstroom minder afhankelijk wordt van de grootte van den belastingsweerstand, kan gemakkelijk worden ingezien, indien men bedenkt, dat door een eventueele afname van den uitgangswisselstroom ten gevolge van een grootere waarde van den belastingsweerstand ook de tegenkoppeling vermindert, aangezien de spanning $I_o R$, die de tegenkoppeling bepaalt, afneemt. Deze vermindering van de tegenkoppeling werkt een afname van den uitgangswisselstroom tegen.

Het is in vele gevallen ook van belang te weten, hoe door de tegenkoppeling de ingangsweerstand van een versterker beïnvloed wordt. Noemen we den ingangsweerstand zonder tegenkoppeling R_{ab}, dan is in fig. 302:

(14) $$R_{ab} = \frac{V_i'}{I_i},$$

terwijl met tegenkoppeling de ingangsweerstand is:

(15) $$R_{pq} = \frac{V_i}{I_i}.$$

We veronderstellen nu, dat $R \ll R_{ab}$, wat doorgaans het geval is, zoodat geen rekening behoeft te worden gehouden met de spanning, welke I_i over R doet ontstaan.

Volgens vergelijking (1) is dan:

(16) $$V_i = V_i'(1 + S_d R).$$

Uit (15) en (16) volgt nu, dat:

(17) $$R_{pq} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i'}{I_i}\left(1 + S_d R\right) = R_{ab}\left(1 + S_d R\right).$$

De ingangsweerstand neemt dus door de stroomtegenkoppeling in dezelfde mate toe als de versterking en de vervorming afnemen.

b) Practische verwezenlijking van de stroomtegenkoppeling

Er bestaan twee mogelijkheden om de vervorming van een versterker door stroomtegenkoppeling zoo sterk mogelijk te reduceeren, namelijk

1) door de keuze van een zoo groot mogelijke dynamische steilheid S_d,
2) door de keuze van een zoo groot mogelijke waarde van den weerstand R.

De onder 1) en 2) genoemde maatregelen kunnen natuurlijk ook worden gecombineerd. Voor punt 1) moeten buizen met groote steilheid worden gebruikt. De weerstand R kan door het verlies aan vermogen, dat hierin optreedt, niet willekeurig groot worden genomen, zoodat doorgaans alleen de combinatie van 1) en 2) in aanmerking komt.
De stroomtegenkoppeling wordt in ontvangtoestellen veelal alleen op de eindbuis toegepast. Het ligt voor de hand een dergelijke tegenkoppeling te verkrijgen door het weglaten van den condensator voor het ontkoppelen van den kathodeweerstand van de eindbuis (zie fig. 304). De weerstand R van fig. 302 is zoodoende tevens de kathodeweerstand R_k voor de automatische negatieve roosterspanning van deze buis. Het leidt echter tot complicaties, bij eindpenthoden den kathodecondensator eenvoudig weg te laten. Behalve de anodewisselstroom, vloeit ook nog de schermroosterwisselstroom door den kathodeweerstand, daar het schermrooster bij de normale schakeling capacitief met het chassis is verbonden. Bij een penthode is de schermroosterstroom alleen voor het onderste gedeelte van de dynamische I_a/V_{g1} karakteristiek evenredig met den anodestroom. Voor het bovenste gedeelte geldt dit niet. In het bovenste gedeelte is de anodespanning namelijk laag, zoodat de stroomverdeeling tusschen anode en schermrooster zoodanig gewijzigd wordt, dat een grooter gedeelte van den electronenstroom, die de kathode verlaat, naar het schermrooster vloeit, dan in het onderste gedeelte van de karakteristiek het geval is (zie ook fig. 305).

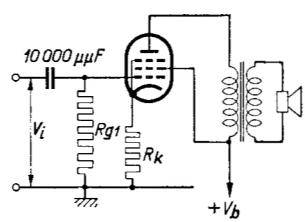


Fig. 304
Schakeling van een eindpenthode met stroomtegenkoppeling door den kathodecondensator weg te laten.

Daar voor de stroomtegenkoppeling een met den anodewisselstroom evenredige spanning wordt vereischt, moet worden voorkomen, dat de

schermroosterwisselstroom door den kathodeweerstand vloeit. Dit kan worden bereikt door het schermrooster via een serieweerstand te voeden en met behulp van een betrekkelijk grooten condensator t.o.v. de kathode te ontkoppelen (zie fig. 306). Door dezen condensator zijn de weerstanden R_k en R_{g2} voor den anodewisselstroom parallel geschakeld, zoodat in deze schakeling de weerstand R, die de tegenkoppeling bepaalt, gelijk is aan:

$$(18) \qquad R = \frac{R_k \times R_{g2}}{R_k + R_{g2}}.$$

Heeft de weerstand R_{g2} een waarde van 2500 Ω, dan vindt men voor een buis EL 3 met een kathodeweerstand van 150 Ω een weerstand:

$$R = \frac{150 \times 2500}{2650} = 140\ \Omega.$$

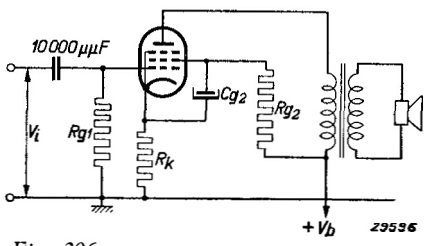


Fig. 306

Schakeling van een eindpenthode met tegenkoppeling door middel van een niet ontkoppelden kathodeweerstand, waarbij de schermroosterwisselstroom niet door den kathodeweerstand vloeit.

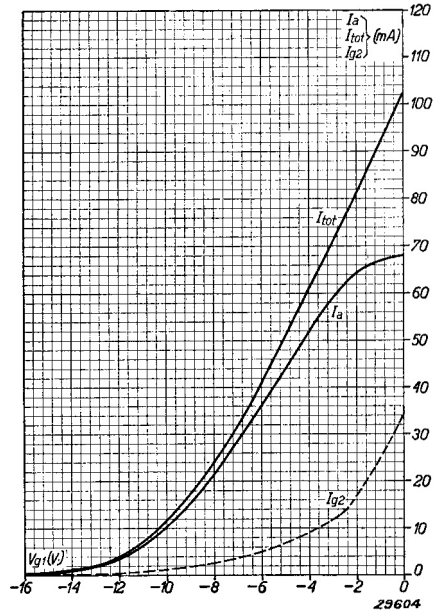


Fig. 305

Anodestroom I_a, schermroosterstroom I_{g2} en totale stroom I_{tot} van een penthode EL 3, als functie van de negatieve roosterspanning, dynamisch gemeten.

De dynamische steilheid kan bijvoorbeeld uit de statische steilheid en den inwendigen weerstand worden afgeleid; men kan deze ook berekenen uit de gevoeligheid van de buis (vereischte effectieve roosterwisselspanning voor een geleverd vermogen van 50 mW). De gevoeligheid voor de buis EL 3 bedraagt namelijk 0,33 V, zoodat:

$$S_d = \sqrt{\frac{50.10^{-3}}{0{,}33^2 \,.\, R_{ii}}} = \sqrt{\frac{50.10^{-3}}{0{,}33^2 \,.\, 7000}} = 8{,}3\ \text{mA/V}.$$

Dus:
$$\frac{1}{1 + S_d R} = \frac{1}{1 + 8{,}3 \times 140\,.\,10^{-3}} = \frac{1}{1 + 1{,}15} = \frac{1}{2{,}15}.$$

Om een sterkere tegenkoppeling te verkrijgen, zou voor R_k een grootere waarde moeten worden gekozen. Daar in dat geval de spanningsval over R_k grooter zou worden dan de voor de buis vereischte negatieve roosterspanning, moet het teveel aan spanning worden gecompenseerd. Hiertoe kan de roosterlekweerstand op een spanning worden aangesloten, die een positieve potentiaal t.o.v. het chassis heeft, bijv. op een aftakking van den kathodeweerstand R_k (zie fig. 307). Wordt bijvoorbeeld voor R_k een weerstand van 500 Ω gekozen, dan vindt men voor $R_{g2} = 2500\ \Omega$:

$$R = \frac{500 \times 2500}{3000} = 417\ \Omega,$$

zoodat $1 + S_d R = 4{,}5$.

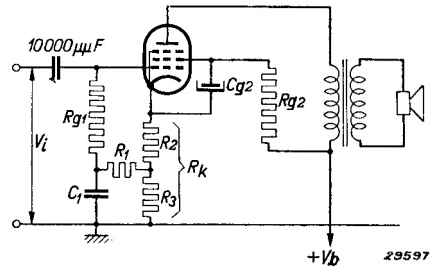


Fig. 307

Schakeling van een eindpenthode met tegenkoppeling, indien de niet ontkoppelde kathodeweerstand grooter is dan de voor de negatieve roosterspanning vereischte waarde. De roosterlekweerstand wordt, ter verkrijging van de juiste negatieve roosterspanning, op een aftakking van den kathodeweerstand aangesloten.

Het maximaal door de EL 3 te leveren vermogen bedraagt dan echter nog slechts ca. 3,3 W tegen normaal 4,5 W, hetgeen eenerzijds te wijten is aan de omstandigheid, dat de wisselspanning tusschen rooster en kathode van den sinusvorm afwijkt (doordat hieraan harmonischen toegevoegd worden) en anderzijds het gevolg is van het feit, dat een deel van het te leveren vermogen in de parallelschakeling van R_k en R_{g2} verloren gaat.

Wij merken hierbij nog op, dat de belastingsimpedantie van de eindbuis door den kathodeweerstand R_k wordt vergroot, zoodat, voor het bepalen van de aanpassingsimpedantie, de kathodeweerstand bij de luidsprekerimpedantie aan de primaire zijde van den uitgangstransformator moet worden opgeteld.

De in fig. 304 voorgestelde schakeling, waarbij alleen de kathodecondensator wordt weggelaten, is natuurlijk de eenvoudigste. Hiermee wordt echter, zooals reeds is vermeld, niet die tegenkoppeling verkregen, zooals deze in de voorafgaande uiteenzettingen wordt voorgesteld, daar door den kathodeweerstand, behalve de anodewisselstroom, ook de schermroosterwisselstroom vloeit. De tegenkoppelspanning V_R van fig. 303 wordt dus door de I_{tot} kromme van fig. 305 bepaald. Op deze wijze wordt uitsluitend de vervorming, die door de kromming in het onderste gedeelte van de dynamische karakteristiek ontstaat, verminderd. Bij een klein geleverd vermogen is ook in dit geval de vervorming aanmerkelijk geringer dan in de schakeling zonder tegenkoppeling en zelfs nog iets geringer dan in de schakeling van fig. 306.

Daar in de schakeling volgens fig. 304 de vervorming, die aan de kromming in het bovenste gedeelte van de karakteristiek moet worden toegeschreven, slechts weinig verandert, is het geleverde vermogen tot het punt, waar roosterstroom begint te vloeien ongeveer gelijk aan dat zonder tegenkoppeling, zoodat in dat opzicht de schakeling volgens fig. 304 doelmatiger is dan die volgens fig. 306.

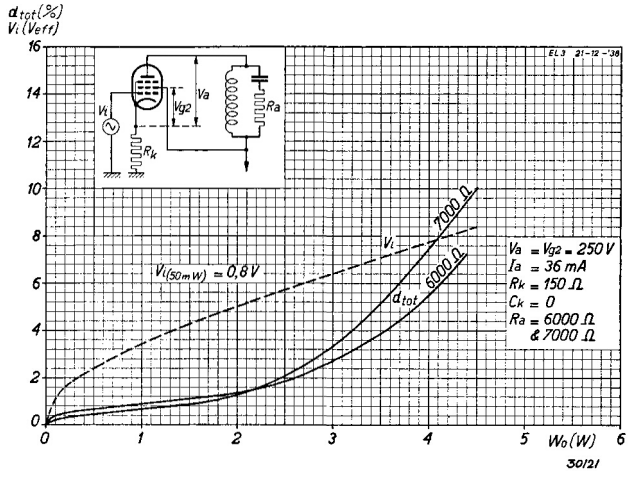


Fig. 308

Vervorming bij een aanpassingsimpedantie R_a van 6000 Ω en 7000 Ω en de vereischte roosterwisselspanning bij R_a = 6000 Ω, als functie van het geleverde vermogen bij toepassing van een EL 3 met tegenkoppeling, indien de schermroosterwisselstroom eveneens door den niet overbrugden kathodeweerstand vloeit.

Bij toepassing van een penthode in de schakeling volgens fig. 304 is het beter, de aanpassingsimpedantie iets kleiner te kiezen dan in de gegevens voor normale eindversterking is vermeld (gebaseerd op de verhouding V_{ao}/I_{ao}), daar de kromming in het bovenste gedeelte van de dynamische karakteristiek dan geringer is. Daardoor wordt de vervorming bij een groot geleverd vermogen aanmerkelijk minder dan bij de in de gegevens van de buis vermelde gunstigste aanpassingsimpedantie. Fig. 308 geeft voor de EL 3 de gemeten vervorming als functie van het geleverde vermogen bij de aangegeven aanpassingsimpedantie van 7000 Ω en bij de kleinere impedantie van 6000 Ω, waardoor dit feit duidelijk wordt geïllustreerd.

§ 4. Met de uitgangswisselspanning evenredige tegenkoppeling

a) Invloed van de spanningstegenkoppeling op de versterking, de vervorming en den inwendigen weerstand

In fig. 302 vormen R_a en P een spanningsdeeler over den uitgang van den versterker en wordt een gedeelte $\frac{R}{R_a + R}$ van de uitgangswisselspanning in tegenfase naar den ingang van den versterker teruggevoerd. Het teruggevoerde gedeelte van de uitgangswisselspanning is dus afhan-

kelijk van de waarde van den weerstand R_a, de belasting, en wel neemt bij toenemende waarde van R_a de tegenkoppeling af; bij toenemende waarde van R_a wordt dus ook de uitgangswisselspanning grooter en dientengevolge neemt de stroom door den belastingsweerstand minder af dan zonder tegenkoppeling het geval zou zijn. Dit is gelijkwaardig met een toename van den inwendigen weerstand aan den uitgang van den versterker, hetgeen ook reeds in § 3a werd afgeleid [zie verg. (13)]. Wil men de uitgangswisselspanning zooveel mogelijk onafhankelijk maken van de waarde van R_a, dan moet men tusschen de uitgangsklemmen c en d een afzonderlijken spanningsdeeler aanbrengen, die bij voorkeur uit weerstanden van zoo hoog mogelijke waarden bestaat, om hierin een zoo gering mogelijk verlies aan uitgangsvermogen te verkrijgen. Men voert dan de wisselspanning aan de aftakking van den spanningsdeeler in de juiste fase naar den ingang van den versterker terug. Fig. 309 geeft het schema weer, zooals dit voor deze methode van tegenkoppeling in principe gedacht is. De spanningsdeeler tusschen de uitgangsklemmen komt dus parallel aan den belastingsweerstand R_a te liggen. De tegenkoppelende spanning is in dit geval evenredig met de uitgangswisselspanning, daar de teruggevoerde wisselspanning wordt bepaald door de wisselspanning tusschen de klemmen c en d van fig. 309.

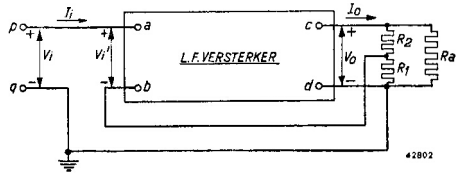


Fig. 309

Principe van de met de uitgangswisselspanning evenredige tegenkoppeling. De richtingen, waarin de stroomen positief worden gerekend, zijn door pijlen aangegeven. De richtingen, waarin de spanningen positief worden gerekend, zijn aangegeven door + en —teekens bij de dubbele pijlen.

Is V_i' de ingangswisselspanning en V_o de uitgangswisselspanning van den versterker, dan is de versterking:

$$G = \frac{V_o}{V_i'}. \tag{19}$$

Wordt nu een gedeelte β van de uitgangswisselspanning teruggevoerd, dan verkrijgt men:

$$V_i = V_i' + \beta V_o = \frac{V_o}{G} + \beta V_o \quad \text{of} \quad V_i = V_o \left(\frac{1}{G} + \beta\right). \tag{20}$$

De nieuwe versterking is de verhouding tusschen V_o en V_i, dus:

$$G' = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1/G + \beta} = \frac{G}{1 + \beta G}. \tag{21}$$

Door de tegenkoppeling wordt de versterking dus verkleind en, in analogie met de stroomtegenkoppeling, kan worden berekend, dat ook de vervorming een factor $1 + \beta G$ wordt verkleind. De factor β is in fig. 309 de verzwakkingsverhouding van den spanningsdeeler $R_2 R_1$. Is de factor βG groot t.o.v. 1, dan benadert de resulteerende versterking G' de constante waarde $\frac{1}{\beta}$. Dat beteekent dus, dat de uitgangsspanning onafhankelijk is van den belastingsweerstand R_a, hetgeen overeenkomt met een zeer lagen inwendigen weerstand van den uitgangstrap. (Dit is bijvoorbeeld van beteekenis voor versterkers voor meetdoeleinden en voor versterkingsinstallaties met sterk veranderlijke belasting.)

De vermindering van den inwendigen weerstand door de spanningstegenkoppeling kan op de volgende wijze worden berekend.

Stel dat de versterkingsfactor van den versterker zonder tegenkoppeling (dus de versterking bij oneindig grooten belastingsweerstand) gelijk is aan μ, dan is volgens vergelijking (11), pag. 126 (hoofdstuk XII):

$$V_o = \mu V_i' \frac{R_a}{R_i + R_a}. \tag{22}$$

Verder is de anodewisselstroom gelijk aan de anodewisselspanning gedeeld door den anodeweerstand, dus:

$$I_o = \frac{V_o}{R_a} = \mu V_i' \frac{1}{R_i + R_a}. \tag{23}$$

Volgens vergelijking (20) en (22) is:

$$V_i = V_i' + \beta V_o = V_i' \left(1 + \beta \mu \frac{R_a}{R_i + R_a}\right), \tag{24}$$

of:

$$V_i' = \frac{V_i}{1 + \beta \mu \frac{R_a}{R_i + R_a}}. \tag{25}$$

Vullen we nu de in (25) voor V_i' gevonden waarde in de vergelijking (22) en (23) in, dan krijgen we:

$$V_o = \frac{\mu V_i R_a}{R_i + R_a + \beta \mu R_a} \tag{26}$$

en

$$I_o = \frac{\mu V_i}{R_i + R_a + \beta \mu R_a}. \tag{27}$$

De inwendige weerstand met tegenkoppeling R_i' is gelijk aan het quotiënt van nullastspanning V_{o1} en kortsluitstroom I_{ok}. De kortsluitstroom is (bij $R_a = 0$):

$$I_{ok} = \frac{\mu V_i}{R_i}. \tag{28}$$

De nullastspanning is (bij $R_a = \infty$):

$$V_{o1} = \frac{\mu V_i}{1 + \mu\beta}. \tag{29}$$

De inwendige weerstand R_i is bij tegenkoppeling dus gelijk aan:

$$R_i' = \frac{V_{o1}}{I_{ok}} = \frac{R_i}{1 + \mu\beta}. \tag{30}$$

De inwendige weerstand is dus, ten gevolge van de tegenkoppeling, een factor $(1 + \mu\beta)$ kleiner geworden.
Is R_i klein ten opzichte van den uitwendigen weerstand R_a, dan benadert de versterking zonder tegenkoppeling de waarde van den versterkingsfactor en neemt de inwendige weerstand ten gevolge van de spanningstegenkoppeling dus bij benadering even sterk af als de versterking. Daar in den uitgangstrap doorgaans penthoden worden toegepast, is de inwendige weerstand gewoonlijk echter grooter dan de uitwendige weerstand, zoodat de versterking zonder tegenkoppeling aanmerkelijk kleiner is dan de versterkingsfactor μ, en de inwendige weerstand veel sterker afneemt dan de versterking. Op deze wijze kan met een penthode in den uitgangstrap dezelfde inwendige weerstand worden verkregen als met een triode, waarbij echter het hoogere rendement van de eindpenthode behouden blijft.
Daar de spanningsdeeler R_2R_1 slechts weinig stroom behoeft op te nemen, bestaat bij dit soort tegenkoppeling niet het nadeel van een merkbaar verlies aan vermogen. De lage inwendige weerstand heeft tot gevolg, dat bij aansluiting van een luidspreker op de uitgangsklemmen van den versterker, de resonantiepieken van dezen luidspreker worden gedempt. Bij de resonantie van den luidspreker stijgt namelijk de impedantie ervan. Daar de uitgangsspanning door de tegenkoppeling constant wordt gehouden, beteekent dit, dat de stroom I_o door den luid-

spreker afneemt en dientengevolge ook de geluidssterkte. Hierdoor vallen resonantiepieken van den luidspreker minder op. Doordat de luidsprekerimpedantie bij hooge frequenties meestal toeneemt, zal de stroom door den luidspreker ten gevolge van de min of meer constante uitgangsspanning afnemen, al naar de frequentie hooger wordt, zoodat de geluidsenergie dan eveneens vermindert. Daardoor worden de hooge tonen minder krachtig weergegeven.
Door van de frequentie afhankelijke elementen te gebruiken, bestaat de mogelijkheid om de mate van tegenkoppeling in een bepaald frequentiegebied te laten afnemen. Daardoor daalt de versterkingsafname in dit frequentiegebied, zoodat de binnen dit gebied liggende tonen sterker worden weergegeven.
Evenals bij stroomtegenkoppeling, neemt bij spanningstegenkoppeling de ingangsweerstand toe. Met behulp van de vergelijkingen (20), (14) en (15) vinden we, dat

$$(31) \qquad R_{pq} = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_i' + \beta V_o}{I_i} = \frac{V_i' + \beta G V_i'}{I_i} = R_{ab}\,(1 + \beta G).$$

De ingangsweerstand neemt dus door de spanningstegenkoppeling in dezelfde mate toe als de versterking en de vervorming afnemen.

b) **Practische verwezenlijking van de spanningstegenkoppeling**

Allereerst is het natuurlijk mogelijk, de spanningstegenkoppeling uitsluitend op de eindbuis van den versterker of het ontvangtoestel toe te passen. Fig. 310 geeft een voorbeeld van een dergelijke schakeling. Het rooster van de eindbuis is door een RC-koppeling met de anode van de voorafgaande buis gekoppeld, terwijl de beide anoden door een weerstand R_{ag} onderling verbonden zijn. De spanningsdeeler parallel aan den uitwendigen weerstand wordt gevormd door de weerstanden R_{ag} en R_g, waar-

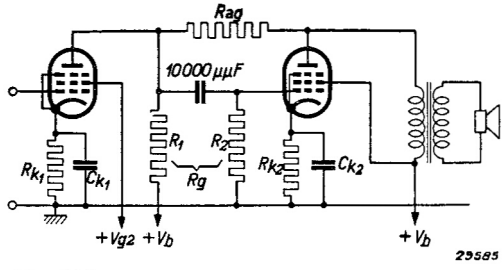


Fig. 310

Principieele schakeling van de uitsluitend op de eindbuis werkende spanningstegenkoppeling.

bij R_g is samengesteld uit den anodekoppelweerstand R_1 van de voorafgaande buis met daaraan parallel geschakeld den roosterlekweerstand R_2 van de eindbuis en den inwendigen weerstand van de voorafgaande versterkingsbuis.

De ingangsweerstand van een op deze wijze tegengekoppelde eindpenthode is, zooals we zullen zien, in tegenstelling met vergelijking (31), belangrijk lager dan zonder tegenkoppeling. Aan de hand van fig. 311 kan dit op de volgende wijze worden verklaard. De ingangswisselspanning V_i heeft in de eerste plaats ten gevolge, dat door R_g een stroom I_g vloeit. In de tweede plaats veroorzaakt de uitgangswisselspanning V_o door den weerstand R_{ag} een stroom I_{ag}, die via R_a naar de kathode terug vloeit. De roosterspanning V_i wekt dus tusschen rooster en kathode een stroom op van $I_g + I_{ag}$, zoodat de ingangsweerstand gelijk is aan $\frac{V_i}{I_g + I_{ag}}$. Ter bepaling van de grootte van I_{ag} kan de volgende redeneering worden gevolgd. V_o is gelijk aan V_i maal de versterking G van de buis. Daalt de spanning in het punt a, dan stijgt de spanning in het punt c G-maal zoo sterk, zoodat het spanningsverschil tusschen a en c $(G + 1)$ maal zoo sterk is als V_i. De stroom I_{ag} is dus gelijk aan $\frac{V_i (G + 1)}{R_{ag}}$ of $\frac{V_i}{\frac{1}{G+1} \cdot R_{ag}}$. Dit komt overeen met een parallel aan R_g geschakelden weerstand tusschen rooster en kathode, die $G + 1$ maal zoo klein is als R_{ag}. De ingangsweerstand kan dus, al naar gelang de keuze van den weerstand R_{ag}, zeer veel kleiner zijn dan R_g. Heeft de eindbuis bijvoorbeeld een versterking van 57 (zie onderstaand) en is $R_{ag} = 1{,}64$ MΩ en $R_g = 0{,}1$ MΩ, dan wordt voor den ingangsweerstand gevonden:

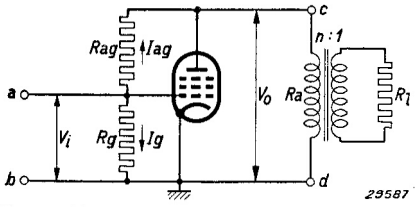


Fig. 311

Principieele schakeling van de spanningstegenkoppeling alleen op de eindbuis volgens fig. 310. De stroom I_{ag} door R_{ag} veroorzaakt, dat de ingangsimpedantie van de schakeling zeer laag is.

$$\frac{0{,}1 \frac{1{,}64}{58}}{0{,}1 + \frac{1{,}64}{58}} \text{ M}\Omega = 22\,000\ \Omega.$$

Daardoor is de wisselstroomweerstand in de anodeketen van de voorversterkingsbuis ook veel kleiner dan R_1, waaraan de afneming van de

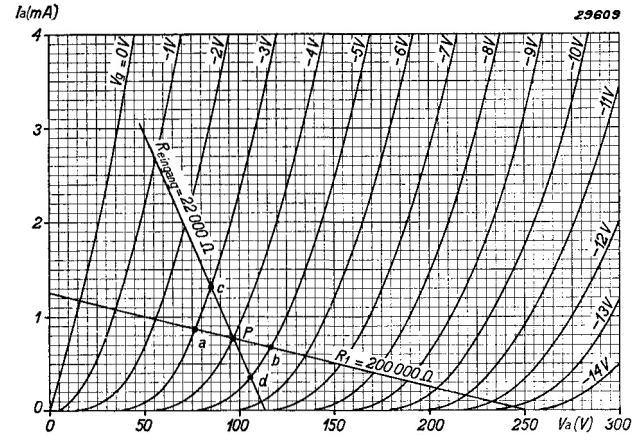


Fig. 312

I_a/V_a karakteristieken van een L.F. versterkingstriode, die met een anodekoppelweerstand van 200 000 Ω en een negatieve roosterspanning van —4 V werkt. Ten gevolge van den lagen ingangsweerstand van de volgende tegengekoppelde eindbuis verloopt de belastingslijn niet volgens a-b maar volgens c-d.

versterking door de tegenkoppeling dan ook is toe te schrijven. Bij toepassing van een penthode als voorversterkingsbuis, wordt uitsluitend de versterking kleiner; de dynamische I_a/V_{g1} karakteristiek blijft echter in wezen gelijk aan de statische karakteristiek. Bij toepassing van een triode als voorversterkingsbuis wordt, zooals uit fig. 312 blijkt, de vervorming door den kleineren uitwendigen weerstand langs de belastingslijn voor 200 000 Ω tusschen de punten a en b dan echter grooter. Neemt men bijvoorbeeld voor R_1 een waarde aan van 200 000 Ω, dan is het werkpunt bij 4 V negatieve roosterspanning P. Schommelt de anodespanning nu bij een bepaalde roosterwisselspanning langs de weerstandslijn voor 200 000 Ω, tusschen de punten a en b, dan blijkt uit fig. 312, dat de afstanden a P en b P vrijwel gelijk zijn, zoodat practisch geen vervorming plaats heeft. Is de wisselstroomweerstand kleiner, dan schommelt de anodespanning bijvoorbeeld volgens de lijn c d, en naar blijkt uit fig. 312, zijn de afstanden c P en d P niet meer gelijk, zoodat dus, alleen al door dit feit, een grootere vervorming optreedt.

Door de tegenkoppeling zal de voorversterkingsbuis minder versterken en is dus, om den

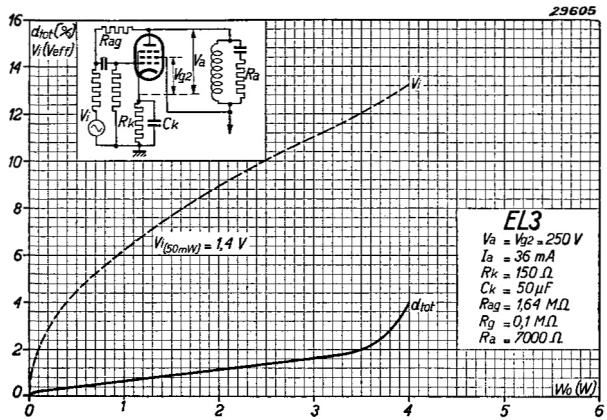


Fig. 313

Vervorming en vereischte ingangswisselspanning als functie van het geleverde vermogen van een buis EL 3 bij L.F. spanningstegenkoppeling.

eindtrap te kunnen sturen, een grootere roosterwisselspanning noodig. Hierdoor wordt bij een triode de vervorming onevenredig groot, terwijl bij een penthode, waavan de versterking oorspronkelijk veel hooger is, na het tegenkoppelen nog met een betrekkelijk lage roosterwisselspanning volstaan kan worden. Daarom zijn trioden als voorversterkingsbuis voor toepassing in deze tegenkoppelingsschakeling minder goed geschikt. Fig. 313 geeft de vereischte ingangswisselspanning en de vervorming als functie van het geleverde vermogen van een penthode EL 3 met spanningstegenkoppeling.

De versterking van de EL 3 kan worden berekend uit het quotiënt van de anodewisselspanning bij 50 mW geleverd vermogen en de overeenkomende vereischte roosterwisselspanning. Bij een uitwendigen weerstand van 7000 Ω is de uitgangswisselspanning 18,7 V, en daar de vereischte roosterwisselspanning voor een geleverd vermogen van 50 mW gelijk is aan 0,33 V, bedraagt de versterking $G = \frac{18,7}{0,33} = 57$.

De factor, waarmee de versterking ten gevolge van de tegenkoppeling wordt verminderd, is dus:

$$1 + \beta G = 1 + \frac{R_g}{R_{ag} + R_g} G = 1 + \frac{0,1}{1,74} 57 = 4,3.$$

De spanningstegenkoppeling biedt echter nog verdere mogelijkheden: men kan een gedeelte van de wisselspanning over de spreekspoel van den luidspreker naar den ingang van den L.F. versterker terugvoeren en bovendien de frequentiekarakteristiek van den versterker door van de frequentie afhankelijke elementen in de tegenkoppelingsketen beïnvloeden. Door de tegenkoppeling van den uitgang naar den ingang van een versterker kan men alle vervorming, die in de verschillende trappen ontstaat, verminderen, dus ook bijvoorbeeld de vervorming, die in den uitgangstransformator ontstaat. Een dergelijke tegenkoppeling kan over verscheidene buizen werken.

§ 5. De invloed van de tegenkoppeling op storingen

De tegenkoppeling heeft niet alleen een vermindering van de vervorming, die in een versterker ontstaat, ten gevolge. De invloed van storingen, zooals brom en ruisch, die in den versterker zelf ontstaan, wordt er eveneens geringer door, daar een stoorspanning, die ergens in den versterker opgewekt wordt, door een spanning aan den ingang wordt tegengewerkt. De onderdrukking van een storing kan als volgt worden berekend; hierbij wordt uitgegaan van een versterker, die geen vervorming veroorzaakt. De uitgangswisselspanning bestaat dan zonder

tegenkoppeling uit twee gedeelten, nl. de versterkte ingangsspanning en de storing S. We hebben dus (zie ook fig. 309):

$$V_o = G\,V_i' + S. \tag{32}$$

Met tegenkoppeling is de ingangswisselspanning gelijk aan:

$$V_i = V_i' + \beta V_o = V_i' + \beta G\,V_i' + \beta S\,, \tag{33}$$

of:

$$V_i' = \frac{V_i - \beta S}{1 + \beta G}. \tag{34}$$

Uit de twee vergelijkingen (32) en (34) volgt, dat:

$$V_o = \frac{G}{1 + \beta G} V_i + S \frac{1}{1 + \beta G}. \tag{35}$$

Hieruit volgt, dat bij een bepaalde waarde van de uitgangswisselspanning V_o, die bij tegenkoppeling verkregen wordt door V_i een factor $(1 + \beta G)$ grooter te maken dan V_i zonder tegenkoppeling was, de storing $(1 + \beta G)$ maal is verkleind, dus evenveel als de vervormings- en de versterkingsvermindering bedraagt.

§ 6. De correctie van de frequentiekarakteristiek met behulp van tegenkoppeling

Fig. 314 geeft aan, hoe een correctie van de frequentiekarakteristiek in principe kan plaats hebben. Parallel aan den weerstand R_3 van een spanningsdeeler over de spreekspoel is een zelfinductie L in serie met een weerstand R_2 geschakeld. Voor lage frequenties heeft L een te verwaarloozen impedantie, zoodat R_2 dan direct parallel aan R_3 ligt. Bij hooge frequenties is de impedantie van de zelfinductie daarentegen veel grooter, zoodat het teruggevoerde gedeelte van de wisselspanning over den luidspreker dan veel kleiner is. De versterking is bij deze frequenties dus hooger en dientengevolge worden de hooge frequenties beter weergegeven.

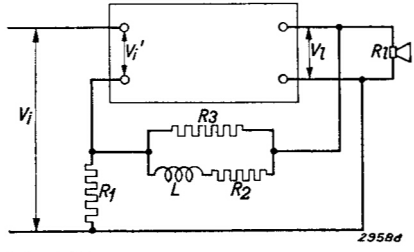


Fig. 314

Met de uitgangswisselspanning evenredige L.F. tegenkoppeling met een van de frequentie afhankelijk element in de tegenkoppelingsketen, ter verbetering van de frequentiekarakteristiek van den versterker.

Fig. 315 geeft een schema voor de buizen EF 6 en EL 5. Een deel van de spanning over de luidsprekerspoel wordt naar de kathode

van de EF 6 teruggevoerd. Tusschen de kathode en den weerstand voor het opwekken van de negatieve roosterspanning is nog een

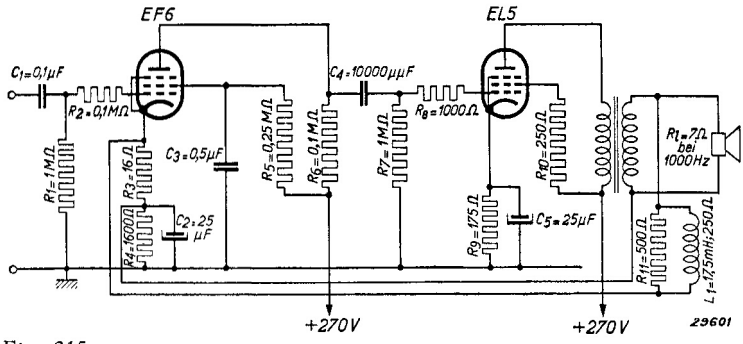


Fig. 315

Schakeling van het L.F. gedeelte van een ontvangtoestel met spanningstegenkoppeling.

niet overbrugde weerstand van 16 Ω geschakeld. Deze weerstand vormt een deel van den parallel aan de spreekspoel geschakelden spanningsdeeler. Het andere gedeelte bestaat uit R_{11} met hieraan parallel geschakeld L_1. De weerstand R_{11} heeft een waarde van 500 Ω, de spoel L_1 een zelfinductie van 17,5 mH en een gelijkstroomweerstand van 250 Ω. Bij 50 Hz is de impedantie van de zelfinductie slechts 5,5 Ω, zoodat dan practisch uitsluitend de parallelschakeling van 250 Ω aan 500 Ω overblijft, d.w.z. 167 Ω. Aan den kathodeweerstand bevindt zich dus een gedeelte $\beta = \frac{16}{167 + 16} = 0{,}0875$ van de spanning over de spreekspoel.

De versterking van het rooster der EL 5 tot de spreekspoel kan als volgt worden berekend: indien wordt aangenomen, dat de verliezen in den uitgangstransformator 20% bedragen en de impedantie van de spreekspoel 7 Ω is, komen 50 mW in de anodeketen overeen met 40 mW in de spreekspoel, dus met een wisselspanning van $\sqrt{0{,}04 \times 7} = 0{,}53$ V. De daarbij behoorende waarde van de vereischte roosterwisselspanning van de EL 5 bedraagt, zooals uit de publicatiegegevens van deze buis blijkt, 0,5 V, zoodat de versterking ca. 1 is. De versterking van de EF 6 is, volgens de gegevens van de buis, gelijk aan 110, zoodat de totale versterking van het rooster der EF 6 tot de spreekspoel ca. 110 bedraagt. Daar $\beta = 0{,}0875$, worden de versterking en de vervorming dus verminderd tot $\frac{1}{1 + \beta G} = \frac{1}{1 + 0{,}0875 \times 110} = \frac{1}{10{,}6}$, dus ca. $\frac{1}{11}$.

De tegenkoppeling is bij lage frequenties dus 11-voudig. Bij 5000 Hz heeft L_1 een impedantie van 550 Ω, zoodat de resulteerende impedantie

van deze spoel in serie met 250 Ω en parallel aan 500 Ω ca. 325 Ω bedraagt. De verhouding β is dan, bij verwaarloozing van de geringe faseverschuiving, $\frac{16}{16 + 325} = 0{,}047$ en de vermindering van de versterking $\frac{1}{1 + 4{,}7} = \frac{1}{5{,}7}$. Een toon met een frequentie van 5000 Hz wordt dus ca. twee keer zoo veel versterkt als een toon van 50 Hz; de minder krachtige weergave van de hooge tonen ten gevolge van de toenemende luidsprekerimpedantie bij stijgende frequentie wordt aldus gecompen-

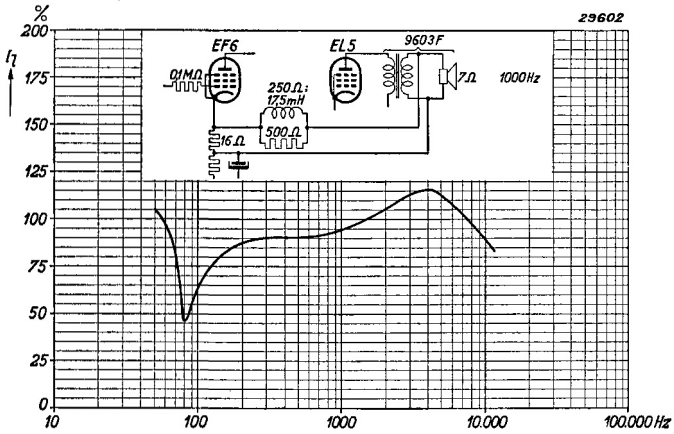


Fig. 316
Frequentiekarakteristiek van den versterker van fig. 315.

seerd. De tegenkoppeling is afhankelijk van de impedantie der gebruikte spreekspoel, zoodat een ontworpen tegenkoppelingsschakeling alleen past bij den luidspreker, waarvoor zij is berekend. Fig. 316 geeft nog de frequentiekarakteristiek van den versterker volgens fig. 315, waaruit de vermindering van den luidsprekerstroom ter plaatse van de resonantiepiek van den luidspreker (bij 80 Hz) duidelijk blijkt. Als spoel in de tegenkoppelingsketen kan zeer goed een M.F. spoel met de aangegeven zelfinductie en den aangegeven weerstand worden gebruikt (R/L = 14 000).

Een vermindering van de tegenkoppeling is echter niet alleen voor de hooge, maar ook voor de lage frequenties gewenscht. In de meeste ontvangtoestellen vindt niet alleen een electrische verzwakking van de lage tonen plaats (bijvoorbeeld door de nullastimpedantie van den luidsprekertransformator), maar ook een acoustische verzwakking, omdat de

luidspreker, in plaats van op een groot klankbord, in een betrekkelijk klein kastje is gemonteerd. Door voor de lage tonen de tegenkoppeling te verminderen en zoodoende de versterking van het L.F. gedeelte te vergrooten, kan een betere weergave van de lage tonen worden verkregen. Deze compensatie kan worden bereikt door parallel aan R_3 (zie fig. 317) een tweede smoorspoel te schakelen, waarvoor echter, daar het hier om lage frequenties gaat, doorgaans een spoel met gesloten ijzerkern zal moeten worden gebruikt.

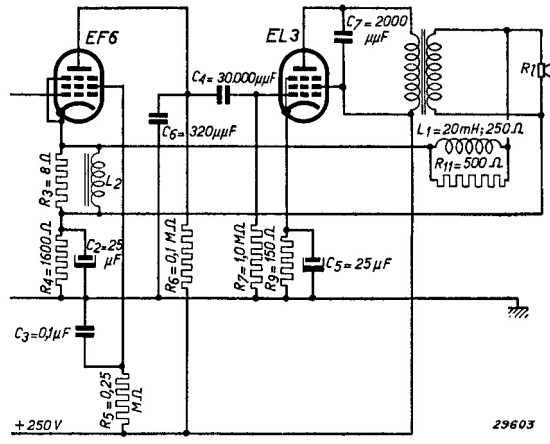


Fig. 317

Schakeling van het L.F. gedeelte van een ontvangtoestel met spanningstegenkoppeling. De frequentiekarakteristiek wordt voor de hooge tonen door de smoorpoel L_1 en voor de lage tonen door de smoorspoel L_2 gecorrigeerd.

Daar de toepassing van twee smoorspoelen, waarvan één met ijzerkern, een vrij kostbare oplossing is, wordt hier nog een schakeling aangegeven, waarbij de compensatie zoowel voor de hooge als voor de lage tonen

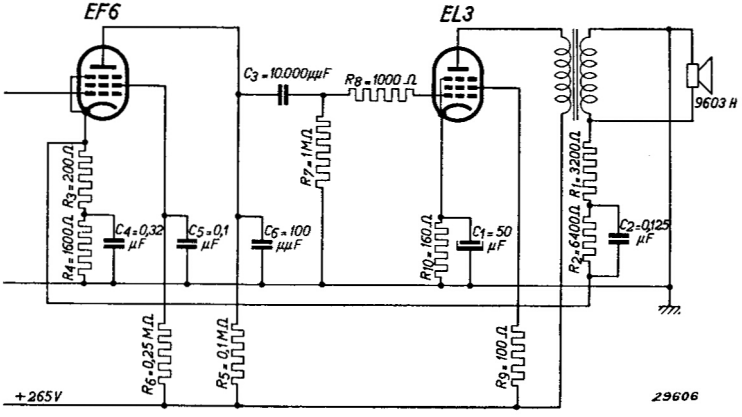


Fig. 318

Schakeling van het L.F. gedeelte van een ontvangtoestel met spanningstegenkoppeling. De frequentiekarakteristiek wordt voor de lage en de hooge tonen door de condensatoren C_2 en C_4 gecorrigeerd. Ten gevolge van den niet overbrugden weerstand van 1800 Ω in de kathodeleiding bestaat bij deze schakeling gevaar voor brom.

d.m.v. condensatoren wordt bereikt. Een voorbeeld van deze schakeling wordt in fig. 318 gegeven. Hierbij komt de luidsprekerspanning over een spanningsdeeler te staan, die uit de weerstanden R_1, R_2, R_3 en R_4 bestaat. De spanning over R_3 en R_4 wordt aan de kathode van de L.F. buis gelegd. Deze weerstanden zijn zoo gekozen, dat zij tezamen de juiste waarde voor den kathodeweerstand van de EF 6 geven. Parallel aan de weerstanden R_2 en R_4 staan de condensatoren C_2 en C_4. Deze hebben een dusdanige waarde, dat de weerstand R_2 in het midden van het frequentiegebied door den condensator C_2 vrijwel wordt kortgesloten, R_4 echter niet door C_4. Eerst bij hooge frequenties vormt C_4 een kortsluiting voor R_4. Hierdoor wordt het aan de kathode gelegde gedeelte van de luidsprekerspanning verminderd. De tegenkoppeling neemt dus bij de hooge frequenties af. Bij de lage frequenties vormt C_2 geen kortsluiting voor R_2, waardoor ook hier de tegenkoppeling wordt verminderd. Deze schakeling brengt echter mede, dat de kathode voor wisselspanningen niet aan aarde ligt. In de kathodeleiding bevindt zich een voor lage frequenties nagenoeg niet-overbrugde weerstand van 1800 Ω, zoodat hierover onder bepaalde omstandigheden bromspanningen kunnen komen te staan [1]) (zie hoofdstuk XXVII). Deze schakeling is dus niet ideaal. Dit is eerst het geval, indien de tegenkoppeling, in plaats van over een niet overbrugd gedeelte van een kathodeweerstand, over een lekweerstand aan het rooster van de EF 6 wordt gelegd, zooals in fig. 321 voor de EBC 3 is aangegeven. Het nadeel is dan echter, dat men hetzij een geringere tegenkoppeling, dan wel een kleinere versterking krijgt. De tegenkoppeling, die met de schakeling van fig. 318 wordt verkregen, is bij 500 Hz 30-voudig. Door de kromme a van fig. 319 wordt de frequentiekarakteristiek voorgesteld, die voor dit

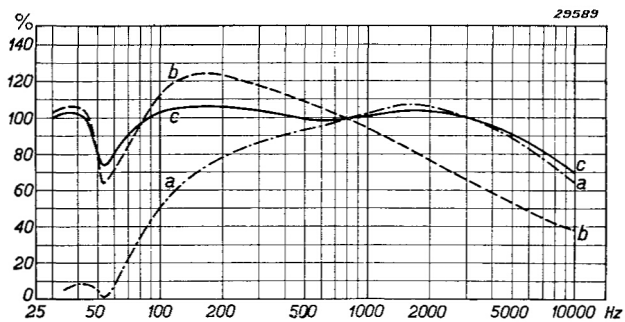


Fig. 319

Frequentiekarakteristiek van de schakeling volgens fig. 318 (relatieve luidsprekerstroom met de frequentie van 800 Hz als uitgangspunt):

a) zonder tegenkoppeling;

b) met tegenkoppeling, zonder compensatie van de frequentiekarakteristiek;

c) met tegenkoppeling, met compensatie van de frequentiekarakteristiek.

[1]) Het verschil met de schakelingen van fig. 315 en 317 is, dat de niet-overbrugde weerstand thans veel grooter is.

toestel zonder L.F. tegenkoppeling werd gemeten. Met tegenkoppeling, echter zonder compensatie (dus zonder de condensatoren C_2 en C_4) werd de frequentiekarakteristiek b gemeten. Zooals hieruit blijkt, is de weergave van de lage tonen door toepassing van tegenkoppeling aanzienlijk verbeterd, de weergave van de hooge tonen daarentegen verslechterd. Zou men nu de weergave van de hooge tonen door aanbrengen van C_4 verbeteren, dan werd de weergave van de lage frequenties tegelijkertijd weer verslechterd. De combinatie van C_2 en C_4 is nu zóó gekozen, dat zoowel de hooge als de lage tonen zeer gelijkmatig worden weergegeven (kromme c).
De schakeling volgens fig. 318 biedt, ten opzichte van de compensatie door middel van spoelen (fig. 317), het groote voordeel, dat de weergave van de lage en de hooge tonen zeer eenvoudig kan worden gewijzigd, door de grootte van C_2, resp. C_4, te veranderen.

§ 7. Toepassing van gecombineerde buizen in den L.F. voorversterkingstrap

Moet een buis, zooals de EBC 3, waarvan het versterkingsgedeelte gecombineerd is met dioden voor detectie en automatische volumeregeling, in tegenkoppelingsschakelingen worden gebruikt, dan leidt dit tot complicaties. Daar de diode en de eerste versterkingsbuis in dit geval een gemeenschappelijke kathode hebben, is het noodzakelijk ervoor te zorgen, dat de tegengekoppelde spanning aan de versterkingsbuis wordt gelegd, zonder dat hierdoor de diode tegelijkertijd wordt gestuurd. Fig. 320 geeft de schakeling aan, die in dat geval moet worden toegepast.

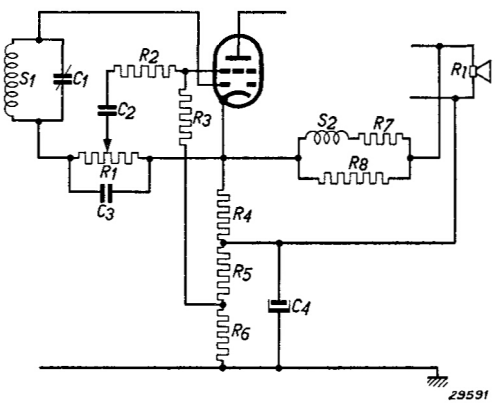


Fig. 320
Schakeling van een duodiode-triode als voorversterkingsbuis in het L.F. gedeelte van een ontvangtoestel met spanningstegenkoppeling.

De diodeketen is normaal geschakeld; de tegenkoppelende spanning over R_4 ligt buiten deze keten. Deze spanning bevindt zich echter wel, door middel van den roosterlekweerstand R_3, tusschen het rooster en de kathode van de EBC 3. Tusschen het rooster en de kathode moet echter een groote weerstand aanwezig zijn, daar de tegenkoppelende spanning anders weer op de diode zou geraken. Daarom is R_2 tusschen het rooster en den volumeregelaar geschakeld.

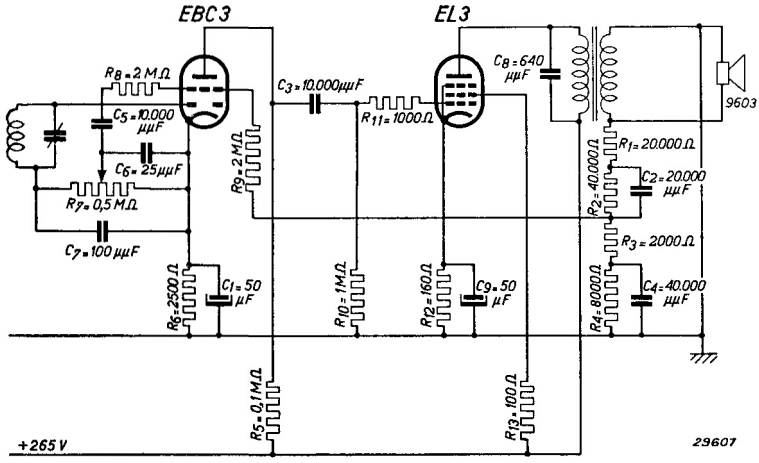


Fig. 321

Schakeling van het L.F. gedeelte van een ontvangtoestel met spanningstegenkoppeling, bij toepassing van een duodiode-triode als voorversterkingsbuis. De frequentiekarakteristiek wordt voor de lage en de hooge tonen door de condensatoren C_2 en C_4 gecorrigeerd Daar bij deze schakeling in de kathodeleiding geen niet-overbrugde weerstand voorkomt, bestaat geen gevaar voor brom.

De aftakking tusschen R_5 en R_6 is aangebracht, omdat ervan is uitgegaan, dat de uitstelspanning voor de automatische volumeregeling niet gelijk is aan de vereischte negatieve roosterspanning van de EBC 3. Men kan bijvoorbeeld de volgende waarden toepassen:

$$R_2 = R_3 = 1{,}6\ M\Omega,$$

$$R_5 + R_6 = 7000\ \Omega.$$

R_2 en R_3 werken zoowel voor de tegenkoppelende spanning als voor het van de diode komende L.F. signaal als spanningsdeeler, in dit geval in de verhouding van 2 op 1. Deze spanningsvermindering moet dus in aanmerking worden genomen bij het bepalen van den factor β der tegenkoppeling; deze wordt hierdoor verminderd.

Indien men een eenigszins sterke tegenkoppeling bijvoorbeeld op de EBC 3 en EL 3 toepast, wordt de versterking achter de diode zoo gering, dat met een mogelijke groote vervorming in de M.F. buis rekening moet worden gehouden.

Een practisch voorbeeld voor schakeling van de EBC 3 in combinatie met de EL 3 wordt in fig. 321 gegeven, waarin de frequentiekarakteristiek volgens het principe van fig. 318 wordt gecorrigeerd. De tegenkoppelende spanning bevindt zich in dit geval niet tusschen kathode en

chassis, maar wordt via een weerstand van 2 MΩ aan het rooster gelegd. Met de schakeling van fig. 321 wordt een 4-voudige tegenkoppeling verkregen. In fig. 322 wordt de frequentiekarakteristiek van deze schakeling zonder tegenkoppeling (a), met tegenkoppeling (b) en met compensatie (c) gegeven. Zooals hieruit blijkt, wordt hier een iets krachtiger weergave van de lage tonen verkregen, waardoor, ondanks de toepassing van een klein klankbord voor den luidspreker, een goede weergavekwaliteit wordt bereikt. Door C_2 te vergrooten, kan de weergave van de lage tonen echter worden verzwakt.

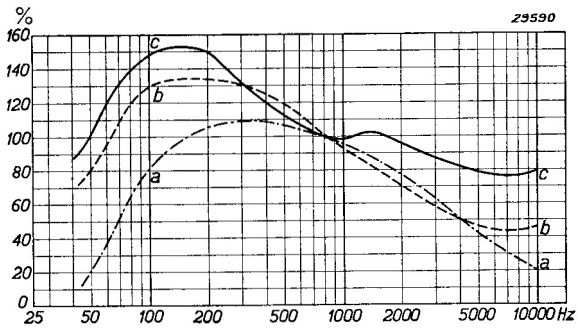


Fig. 322

Frequentiekarakteristiek van de schakeling volgens fig. 321 (relatieve luidsprekerstroom met de frequentie van 800 Hz als uitgangspunt):

a) zonder tegenkoppeling;

b) met tegenkoppeling, zonder compensatie van de frequentiekarakteristiek;

c) met tegenkoppeling, met compensatie van de frequentiekarakteristiek.

De beschreven schakelingen kunnen ook met andere eindbuizen worden toegepast.

§ 8. Faseverhoudingen en stabiliteit in tegenkoppelingsschakelingen

In een ééntrapsversterker is bij weerstandskoppeling de wisselspanning in de anodeketen 180° in fase gedraaid t.o.v. de roosterwisselspanning. Bij een tweetrapsversterker, zooals deze dikwijls in radio-ontvangtoestellen voorkomt, zou de fase van de wisselspanning in de anodeketen van de laatste buis door het tweemaal 180° draaien in de beide trappen weer dezelfde zijn als die van de wisselspanning aan het rooster van de eerste buis. Daar er echter koppelelementen tusschen de buizen aanwezig zijn, die niet uit zuivere weerstanden alleen bestaan, zullen afwijkingen van de fase optreden en zal de uitgangswisselspanning een fasehoek vertoonen t.o.v. de fase, die de uitgangswisselspanning zou hebben, indien geen faseverschuiving in de verschillende trappen van den versterker op zou treden. Ook de tegenkoppelingsschakeling zal in het algemeen een fasedraaiïng veroorzaken, zoodat de tegenkoppelende spanning aan den ingang van den versterker ook weer een fasehoek heeft t.o.v. de fase, die deze spanning zonder faseverschuivingen in de tegenkoppelingsschakeling zou hebben. Deze faseverschuivingen in den versterker en in de

tegenkoppelingsschakeling zijn vanzelfsprekend van de frequentie afhankelijk. Onder omstandigheden kan door deze faseverschuivingen de versterker in een bepaald frequentiegebied een „meekoppeling" in plaats van een „tegenkoppeling" vertoonen. Wanneer deze „meekoppeling" voldoende sterk is, zal, zooals we hieronder nog zullen zien, genereeren van den versterker optreden. Men moet dus bij de constructie van een L.F. versterker met tegenkoppeling er op letten, dat deze „meekoppeling" bij geen enkele frequentie voorkomt, ook al omdat, indien er al geen genereeren optreedt, de „meekoppeling" een extra versterking van de spanningen in het frequentiegebied van „meekoppeling" veroorzaakt, terwijl de spanningen in het gebied van „tegenkoppeling" verzwakt worden, hetgeen de weergavekarakteristiek van den versterker zal bederven (dus de lineaire vervorming zal vergrooten). Verder veroorzaakt de meekoppeling een vergrooting van de vervorming en van den invloed van storingen in plaats van een verzwakking.

De faseverschuivingen in den versterker en in de tegenkoppelingsschakeling veroorzaken, dat de grootheden G en β van vergelijking (21) (zie § 4a) geen gewone getallen zijn, maar grootheden, die een fasehoek bevatten en die in de vectorieele schrijfwijze van de wisselstroomtheorie door complexe getallen worden voorgesteld. Wanneer β G reëel en positief is, wordt de versterking volgens vergelijking (21) kleiner. Is β G reëel, negatief en, wat absolute waarde betreft, kleiner dan één, dan wordt de versterking vergroot [de noemer van vergelijking (21), $1 + \beta G$, wordt dan kleiner dan één en G′ dus grooter dan G]. In dat geval hebben we dus met „meekoppeling" te doen (dit is hetzelfde geval als de terugkoppeling bij oscillatoren). Wanneer βG gelijk is aan —1, wordt de noemer van vergelijking (21) gelijk aan nul, de versterking G′ dientengevolge oneindig groot. De versterker is dan **labiel.** In dat geval is het ook zonder ingangssignaal mogelijk, dat een ongedempte trilling blijft bestaan, en de versterker genereert dus.

Bij een reëele en negatieve waarde van β G, waarvan de absolute waarde grooter is dan één, zou men veronderstellen, dat de versterker steeds labiel is. Dit behoeft echter niet altijd het geval te zijn (zie H. Nyquist, Regeneration Theory, Bell System Techn. Journal **11,** 1932, blz. 126, B. D. H. Tellegen, Philips Techn. Tijdschr. **2,** 1937, blz. 289 e.v.).

Om deze redenen moet men bij toepassing van tegenkoppeling steeds de faseverschuivingen voor alle frequenties nauwkeurig nagaan en is ook de graad van tegenkoppeling, die practisch toegepast kan worden, beperkt.

HOOFDSTUK XXVII

Door het net veroorzaakte brom

§ 1. Inleiding

Bij ontvangtoestellen en versterkers, die uit het wisselstroomnet worden gevoed, stelt men dikwijls vast, dat de in den luidspreker weergegeven muziek of spraak van een bromtoon vergezeld is. Deze bromtoon wordt klaarblijkelijk veroorzaakt door de wisselspanning van het net, die de versterkingstrappen van het toestel beïnvloedt (de zoogenaamde brom). Zoo kan bijvoorbeeld een magnetische inductie van den nettransformator plaats hebben in verschillende onderdeelen, zooals uitgangstransformator, luidspreker, H.F. of M.F. spoelen. Verder kan de brom worden veroorzaakt door electrostatische inductie in leidingen, in het bijzonder in roostertoevoerleidingen van de buizen, door onvoldoende afvlakking van anode-, schermrooster- en stuurroosterspanningen en door de wisselstroomvoeding van de gloeidraden der buizen. Ook door magnetische inductie van den nettransformator in de buizen kan brom worden veroorzaakt, daar de loop van de electronen en dientengevolge de anodestroom door het magnetische veld worden beïnvloed. Electronen, die zich onder normale omstandigheden — bij afwezigheid van een magnetisch veld — naar de anode bewegen, kunnen onder den invloed van een dergelijk veld langs deze electrode heen schieten.

In de buis kunnen maatregelen om den invloed van uitwendige magnetische velden teniet te doen nauwelijks worden getroffen (daartoe zou bijvoorbeeld een 3 à 5 mm dikke hermetisch gesloten ijzeren afscherming noodig zijn), zoodat bij de constructie van het toestel erop dient te worden gelet, dat de buizen zich niet in een sterk strooiveld van den nettransformator bevinden.

Brom kan in vele gevallen door doelmatige opstelling van de onderdeelen worden vermeden; brom, die in de buizen zelf door de indirecte wisselstroomvoeding van de kathoden wordt veroorzaakt, kan gedeeltelijk door de constructie van de buizen worden vermeden, terwijl men in de schakeling maatregelen kan treffen, om dezen brom voor het grootste gedeelte te onderdrukken.

§ 2. Beschouwingen over de componenten van de wisselspanning van het net

Klaarblijkelijk ontstaat de brom in een buis, indien zich tusschen het schermrooster, de anode, het stuurrooster of de kathode en het chassis (aarde) door een of andere oorzaak een van het net afkomstige wisselspanning bevindt.

Als het toestel door een net van 50 Hz wordt gevoed, bevinden zich aan de verschillende electroden wisselspanningen met een frequentie van 50 of 100 Hz. De meeste netten leveren echter een wisselspanning, die niet zuiver sinusvormig, maar eenigszins vervormd is (de generatoren in de centrale kunnen slechts een bij benadering sinusvormige wisselspanning leveren; bovendien ontstaat in transformatoren e.d. nog vervorming), zoodat de wisselspanning van het net behalve de grondfrequentie van 50 Hz nog hoogere harmonischen van deze frequentie bevat. Daarom moeten bij de onderzoekingen naar den brom netspanningen worden beschouwd, die uit een grondfrequentie van 50 Hz en hoogere harmonischen bestaan. De practijk heeft aangetoond, dat hiervoor het beste kan worden uitgegaan van een zuiver sinusvormige wisselspanning van 50 Hz met 3% harmonischen van 500 Hz; de onderstaande beschouwingen berusten op een dergelijke wisselspanning.

§ 3. **Invloed van de frequentieafhankelijkheid van de oorgevoeligheid**

Allereerst is het bij onderzoekingen naar den brom van belang te weten, welke bromspanning aan de verschillende electroden toelaatbaar is. Aangezien het oor niet voor alle frequenties even gevoelig is, hangt ook de aan een electrode toelaatbare bromspanning van de frequentie af. Voor een frequentie van 50 Hz is de gevoeligheid van het oor uiterst gering, voor een frequentie van 500 Hz daarentegen aanmerkelijk grooter. De vereischte sterkte van het geluid in dB [1]) om dit nog juist door het oor te kunnen waarnemen, wordt in fig. 323 als functie van de frequentie weergegeven, ten opzichte van de geluidsintensiteit bij 1000 Hz (drempel van de oorgevoeligheid bij verschillende frequenties t.o.v. den drempel van de oorgevoeligheid bij 1000 Hz).

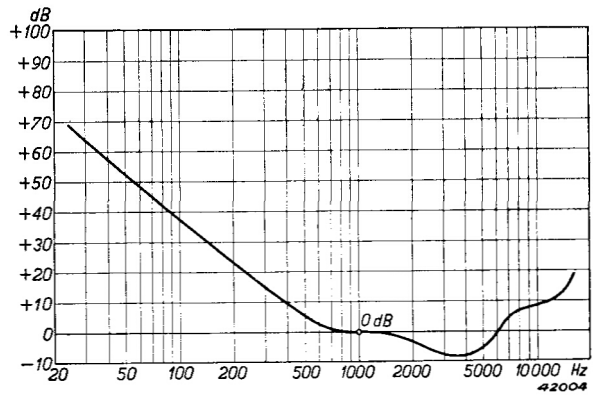


Fig. 323
Kromme, die in dB de vereischte versterking van het geluid, dat op den drempel van de waarneembaarheid ligt, t.o.v. de geluidssterkte op den drempel van de waarneembaarheid bij 1000 Hz, als functie van de frequentie voorstelt. Deze kromme stelt dus den gevoeligheidsdrempel van het oor bij verschillende frequenties voor, waarbij werd uitgegaan van die bij 1000 Hz. De hoorbaarheidsgrens van een toon van 1000 Hz komt overeen met een intensiteit van 10^{-16} W/cm².

[1]) Voor de definitie van dB, zie Aanhangsel.

Volgens deze kromme is voor lage frequenties (50 Hz) een betrekkelijk hooge bromspanning toelaatbaar. Om den brom door een enkel getal te kunnen aangeven, wordt bij de door Philips uitgevoerde metingen gemakshalve gebruik gemaakt van een filter, waarvan de frequentiekarakteristiek overeenkomt met de gevoeligheid van het oor voor kleine geluidssterkten.

§ 4. Definitie van de bromspanning

In het onderstaande wordt onder bromspanning verstaan de effectieve waarde van de spanning van 500 Hz aan de te onderzoeken electrode, die denzelfden indruk van geluidssterkte geeft als de storende bromtoon. In verband met het feit, dat het oor een onbetrouwbaar vergelijkingsinstrument is wordt, bij onderzoekingen van buizen, de bromspanning gemeten achter het genoemde filter, dat de gevoeligheid van het oor nabootst. Bij den brom, die in de buizen ontstaat, moet verschil worden gemaakt tusschen **brommodulatie** en **rechtstreekschen brom.** De definitie van **brommodulatie** werd reeds in hoofdstuk XV gegeven. Deze ontstaat in het H.F. gedeelte, in het menggedeelte of in het M.F. gedeelte, doordat de draaggolf ten gevolge van de kromming van de karakteristieken der buizen met de bromspanning wordt gemoduleerd.
Onder **rechtstreekschen brom** verstaat men den brom, die ten gevolge van de directe L.F. versterking den luidspreker bereikt.
Bij H.F. buizen, mengbuizen en M.F. buizen geeft de brommodulatie den doorslag, bij detectiedioden, L.F. versterkingsbuizen en eindbuizen de rechtstreeksche brom.

§ 5. De toelaatbare bromspanning

Daar van alle electroden het rooster doorgaans voor brom het gevoeligst is, heeft de toelaatbare bromspanning meestal betrekking op de spanning tusschen stuurrooster en kathode. Nu heeft de ervaring aangetoond, dat, bij een frequentie van 500 Hz en bij toepassing van een luidspreker met een normale gevoeligheid, een verhouding van ongeveer 1/2000 tusschen de bromspanning en de spanning, die in den luidspreker een vermogen van 50 mW oplevert (de voor gevoeligheidsmetingen genormaliseerde stuurwisselspanning — zie hoofdstuk XXXII), nog juist toelaatbaar is. De in het geval van rechtstreekschen brom aan een electrode toelaatbare bromspanning komt dus, bij toepassing van een luidspreker van gemiddelde gevoeligheid, overeen met de spanning, die, aan deze electrode aangelegd, over de primaire van den uitgangstransformator ten hoogste 1/2000 van de spanning ten gevolge heeft,

die voor het genormaliseerde uitgangsvermogen van 50 mW wordt vereischt.
Voor brommodulatie daarentegen leerde de ervaring, dat een modulatiediepte van de draaggolf van $^1/_4$ $^0/_{00}$ met den 500 Hz component van de wisselspanning van het net nog toelaatbaar is.
Bij H.F. buizen, mengbuizen, en M.F. buizen is dus een bepaalde, maximaal toelaatbare verhouding tusschen brom en geluidssterkteniveau vastgelegd, terwijl bij rechtstreekschen brom een absolute waarde voor het maximum niveau van den brom werd aangenomen. Dit berust hierop, dat L.F. voorversterkingsbuizen en eindbuizen meestal achter den volumeregelaar zijn geschakeld. De volumeregelaar heeft voor deze buizen derhalve geen invloed op het bromniveau. Er moet dus voor worden gezorgd, dat geen brom wordt waargenomen, indien de volumeregelaar voor een geringe geluidssterkte is ingesteld.
Bij H.F. buizen, mengbuizen, M.F. buizen en detectorbuizen wordt het bromniveau daarentegen met het gewenschte L.F. signaal tezamen door den volumeregelaar beïnvloed. Als eenmaal een bepaalde verhouding tusschen bromniveau en signaalsterkte bestaat, wordt de brom, door den volumeregelaar terug te draaien, gelijktijdig verzwakt en dus niet sterker t.o.v. het L.F. signaal.

a) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij eindbuizen

Bij eindbuizen kan de maximaal toelaatbare bromspanning aan de gegevens van deze buizen worden ontleend. Voor deze buizen wordt meestal de gevoeligheid opgegeven, d.w.z. de vereischte stuurroosterwisselspanning voor een geleverd vermogen van 50 mW. Bij de steile eindbuizen, zooals de EL 3, de EBL 1, de EBL 21, enz., is de gevoeligheid ca. 0,3 V (effectieve waarde). De toelaatbare bromspanning is bij deze buizen dus gelijk aan $\frac{0{,}3}{2000}$ V $=$ 150 μV.

b) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij L.F. voorversterkingsbuizen

De aan het rooster van een L.F. voorversterkingsbuis toelaatbare bromspanning wordt bepaald door de versterking, die tusschen dit rooster en den ingang van den eindtrap aanwezig is, en door de gevoeligheid van den eindtrap. Deze bromspanning is gelijk aan het quotiënt van de aan het rooster van de eindbuis toelaatbare bromspanning en de versterking tusschen dit rooster en het rooster van de L.F. voorversterkingsbuis.

Indien deze versterking zeer groot is (zooals bijvoorbeeld bij versterkerinstallaties met een microfoonvoorversterkertrap het geval is), zal de aldus berekende toelaatbare bromspanning meestal aanmerkelijk kleiner zijn dan de ruischspanning, die in de roosterketen ten gevolge van de Brownsche warmtebeweging en in de buis ten gevolge van het hageleffect wordt veroorzaakt. Bij een roosterimpedantie van 0,5 MΩ bedraagt de ruischspanning ten gevolge van de Brownsche warmtebeweging ca. 10 μV (gemeten achter een filter, dat de gevoeligheid van het oor nabootst), zonder nog rekening te houden met den ruisch van de buis. Het heeft geen zin een bromspanning te verlangen, die veel kleiner is dan de ruischspanning, zoodat in dit geval de voorwaarde kan worden gesteld, dat de bromspanning ten hoogste gelijk mag zijn aan de ruischspanning.

c) **Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij detectiedioden**

Als de detectiediode met een andere buis is gecombineerd, wordt doorgaans de aan het rooster van deze buis toelaatbare bromspanning als maatstaf aangenomen. Bij een afzonderlijke diodebuis moet met een groote L.F. versterking rekening worden gehouden en in dat geval wordt de met een penthode bereikbare L.F. versterking als maatstaf aangenomen. Hierbij dient te worden opgemerkt, dat aan detectiedioden minder strenge eischen kunnen worden gesteld dan aan de volgende L.F. voorversterkingsbuis, daar de volumeregelaar zich doorgaans tusschen de detectiediode en het rooster van de L.F. buis bevindt.
De volumeregelaar zal zich slechts bij hooge uitzondering in den hoogsten stand bevinden. Bij teruggedraaiden volumeregelaar zal de bromspanning kleiner zijn dan in den hoogsten stand van den volumeregelaar. Indien de volumeregelaar in den hoogsten stand staat, spelen andere factoren trouwens een rol. De hoogste stand van den volumeregelaar wordt meestal gebruikt bij ontvangst van een zeer zwak signaal; in dat geval gaat het signaal door verschillende oorzaken vergezeld van zeer veel storende bijgeluiden (bijv. ruisch of atmosferische storingen), zoodat het onder deze omstandigheden geen zin heeft t.a.v. den brom al te strenge eischen te stellen.

d) **Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij H.F. en M.F. buizen**

Voor de toelaatbare bromspanning aan het rooster van een H.F. of M.F. buis geldt als maatstaf de diepte, waarmee de draaggolf hierdoor wordt gemoduleerd. Zooals in hoofdstuk XV werd uiteengezet, worden voor H.F. en M.F. buizen krommen gepubliceerd, die de aan het rooster

voor 1% modulatiediepte van de draaggolf vereischte bromspanning als functie van de steilheid weergeven. Ter bepaling van de toelaatbare bromspanning wordt echter aangenomen, dat bij 500 Hz een modulatiediepte van $^1/_4$ ‰ nog juist toelaatbaar is. De toelaatbare bromspanning is dus gelijk aan $^1/_{40}$ van de minimale waarde van de kromme voor de brommodulatie.

e) Het bepalen van de toelaatbare bromspanning bij mengbuizen

Wat het modulator- of menggedeelte van de mengbuizen betreft, geldt dezelfde beschouwing als voor H.F. of M.F. penthoden. In het oscillatorgedeelte (bijv. triodegedeelte bij triode-heptoden en triode-hexoden) kan de oscillatorspanning ook met een bromspanning worden gemoduleerd. Dit zou brommodulatie van de M.F. draaggolf ten gevolge hebben. Zoo wordt bij de ECH 21 de M.F. draaggolf bij normale instelling van het menggedeelte ($V_a = 250$ V, $V_{g2,4} = 100$ V, $V_{g1} = -2$ V) en van het oscillatorgedeelte ($V_a = 100$ V, $R_g = 50\,000\ \Omega$, $I_g = 210\ \mu$A) door een L.F. spanning van 0,8 V aan het rooster van de triode met een diepte van 1% gemoduleerd. Dientengevolge zou een bromspanning van 20 mV aan dit rooster nog toelaatbaar zijn. Bij lagere oscillatorspanningen neemt deze modulatiediepte echter toe, bij een oscillatorstroom van 75 μA door een lekweerstand van 50 000 Ω wordt de M.F. draaggolf reeds bij 0,18 V met een diepte van 1% gemoduleerd, zoodat het niet gewenscht is, aan het rooster van de oscillatorbuis hoogere bromspanningen dan 1 mV toe te laten. Hierbij komt nog, dat een bromspanning aan het oscillatorrooster ook frequentiemodulatie van de M.F. draaggolf met de bromfrequentie ten gevolge heeft. Ligt de M.F. draaggolf naast de afstemming van het M.F. bandfilter in de anodeketen van de heptode, dan zal deze frequentiemodulatie weer een amplitudemodulatie veroorzaken, die veel storender is dan de rechtstreeksche brommodulatie. Bij een oscillatorgelijkstroom van 210 μA kan door een bromspanning van 80 mV bij een normaal bandfilter zoo een brommodulatie van 1% worden veroorzaakt (bij $I_g = 75\ \mu$A door 18 mV).

§ 6. De verschillende oorzaken van brom in de buis

In het bovenstaande werd vermeld, dat de wisselstroomvoeding van den gloeidraad der indirect verhitte kathoden van de buizen een van de belangrijkste oorzaken van brom in de buis is. De grootte van de wisselspanning aan den gloeidraad is dus mede een maatstaf voor de sterkte van den brom. De gloeidraden van de buizen van een toestel kunnen parallel (wisselstroomtoestellen) of in serie (gelijkstroom-wisselstroomtoestellen) worden geschakeld. In het laatste geval is de brom meestal

sterker dan bij parallelvoeding, daar de wisselspanning tusschen gloeidraad en kathode bij serievoeding hooger is. Daar de meeste buizen van de Philips roode E-serie zoowel voor parallelvoeding als voor serievoeding in aanmerking komen, worden in de volgende voorbeelden de minder gunstige omstandigheden bij serievoeding beschouwd.
Deze beschouwingen gelden ook voor de nieuwere gelijkstroom-wisselstroombuizen, zooals de buizen van de U-serie met een bodem van geperst glas.

a) **Anodebrom**

Onder **anodebrom** moet men verstaan de bromspanning, die ten gevolge van een of meer oorzaken tusschen anode en kathode, of wel, wat meestal op hetzelfde neerkomt, tusschen anode en chassis (aarde) ligt. Hieronder is echter niet begrepen de bromspanning, die zich eventueel aan de anode bevindt ten gevolge van de sturing van den anodestroom door een bromspanning, die tusschen een van de andere electroden (roosters) en de kathode aanwezig is en die over den eventueel aanwezigen anodeweerstand een bromspanning veroorzaakt.

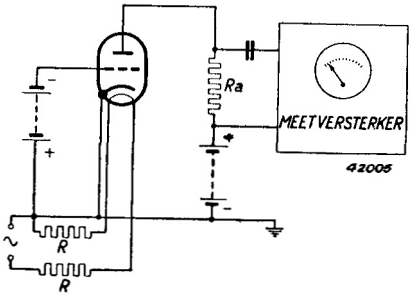


Fig. 324
Principieele opstelling voor het meten van den anodebrom van een buis.

Fig. 324 geeft een voorbeeld van een eenvoudige schakeling van een buis zonder impedantie in rooster- en kathodeketen. Op den anodeweerstand R_a is de versterker voor het meten van de bromspanning aangesloten. Reeds bij deze eenvoudige schakeling kan de brom verschillende oorzaken hebben; deze doen gezamenlijk den **anodebrom** ontstaan. De anodebrom kan bijvoorbeeld door de capaciteit tusschen gloeidraad en anode worden veroorzaakt of doordat de kathode electronen emitteert, die eerst op normale wijze de verschillende roosters doorloopen, maar juist voorbij den rand van de anode schieten; gedurende de eene halve periode van de gloeidraadwisselspanning, waarbij de gloeidraad positief is, kunnen de electronen dan op den gloeidraad terecht komen, terwijl zij gedurende de andere halve periode, waarbij de gloeidraad negatief is, via een omweg op de anode geraken. Daardoor zal aan de anode een bromspanning ontstaan; deze verdwijnt, indien de gloeidraad, bijvoorbeeld door een batterij, sterk negatief wordt gemaakt. Deze bromoorzaak dient door een doelmatige constructie van de buis te worden vermeden. Ook de capaciteit tusschen

gloeidraad en anode kan meestal voldoende klein worden gehouden. Aan deze voorwaarde wordt door de Philips buizen voldaan.
De anodebrom — indien deze toch aanwezig is — wordt uitsluitend in den L.F. eindtrap en in den L.F. voorversterkingstrap waargenomen. (Bij H.F. en M.F. buizen is geen L.F. impedantie in de anodeketen aanwezig. Bovendien veroorzaakt een L.F. spanning aan de anode een slechts zeer geringe modulatiediepte.)
In de schakeling van fig. 324 kan ook door minder veelvuldig voorkomende oorzaken brom ontstaan. De theoretische mogelijkheid bestaat namelijk, dat de isolatie tusschen gloeidraad en anode slecht is; in de practijk komt dit echter niet voor.
Verder kan de gloeidraad nog den electronenstroom tusschen kathode en anode sturen, d.w.z. de gloeidraad kan min of meer als rooster werken. Ook dit verschijnsel kan bij de constructie van de buizen met een eenvoudig hulpmiddel worden voorkomen.
Verder is het nog mogelijk, dat een gedeelte van den gloeidraad, die niet door de kathode is bedekt, electronen emitteert. Doorgaans is de gloeidraad gedurende een gedeelte van de periode t.o.v. het geheele electrodensysteem negatief en de door den gloeidraad geëmitteerde electronen kunnen dan naar alle electroden gaan, dus ook naar de anode en het rooster. Bij een hooge impedantie in de roosterketen kunnen reeds zeer kleine stroomen ten gevolge van gloeidraademissie storend werken, daar de roosterketen bijzonder gevoelig is. Bij anodebrom behoeft met deze emissie dan ook geen rekening te worden gehouden daar, bij het optreden hiervan, in de eerste plaats de roosterbrom te sterk wordt.
Ten slotte dient de magnetische brom nog te worden vermeld. De gloeidraad van indirect verhitte buizen wordt meestal door wisselstroom gevoed, waardoor deze een magnetisch wisselveld kan opwekken. Dit wisselveld kan onder gegeven omstandigheden den loop van de electronen naar de anode beïnvloeden, waardoor dan anodebrom wordt veroorzaakt. In moderne buizen is dit effect zeer beperkt, doordat de heen- en terugvoerende leiding van den gloeidraad langs elkaar liggen en het veld van de eene spiraal dat van de andere opheft (z.g. bifilaire gloeidraad).

b) **Roosterbrom**

Onder roosterbrom moet men verstaan de bromspanning, die door een of meer oorzaken tusschen rooster en chassis (aarde) aanwezig is. Ter bestudeering van den roosterbrom kan de schematisch aangegeven schakeling van fig. 325 worden gebruikt. Deze onderscheidt zich van

fig. 324, doordat in de roosterketen een weerstand R_g aanwezig is. Hierbij wordt aangenomen, dat de anodebrom, bij kortgesloten roosterweerstand, voldoende zwak is. De toename van den brom bij het verwijderen van deze kortsluiting kan als roosterbrom worden betiteld.

De voornaamste oorzaken van den roosterbrom zijn:

1) slechte isolatie tusschen rooster en gloeidraad;

2) te groote capaciteit tusschen rooster en gloeidraad;

3) emissie van den gloeidraad naar het rooster.

De minimaal toelaatbare waarde van den isolatieweerstand tusschen gloeidraad en rooster en de maximaal toelaatbare waarde van de betreffende capaciteit kunnen gemakkelijk worden berekend. Stel de impedantie tusschen rooster en kathode van de EBC 3 is bijv. 0,5 MΩ en de versterking van het triodegedeelte van deze buis is gelijk aan 20. Neemt men aan, dat in een bepaald geval een bromspanning van 10 μV toelaatbaar is (indien de gevoeligheid van de eindbuis bijvoorbeeld 0,4 V en aan het rooster van de EBC 3 dus 0,02 V is, $\frac{1}{2000} \times 0{,}02 \times 10^6 = 10\ \mu V$), dan vindt men voor de minimaal toelaatbare waarde van den lekweerstand tusschen rooster en gloeidraad ca. $9.10^9\ \Omega$, indien de EBC 3 de eerste plaats in de gloeistroomketen van een gelijkstroom-wisselstroomtoestel (gloeidraden aan één zijde rechtstreeks met het chassis verbonden) inneemt. In dit geval is de wisselspanning tusschen gloeidraad en chassis (zie ook fig. 325) aan het ongunstigste gloeidraadeinde gelijk aan 6,3 V en dus $6{,}3 \times 10^5$ maal zoo groot als de toelaatbare bromspanning aan den roosterlekweerstand van 0,5 MΩ. De isolatieweerstand moet dus ook $6{,}3 \times 10^5$ maal zoo groot zijn als de roosterlekweerstand, d.w.z. $6{,}3 \times 10^5 \times 0{,}5 \times 10^6 \approx 3 \times 10^{11}\ \Omega$. Neemt men in aanmerking, dat van de gloeispanning van 6,3 V – in verband met de geringe gevoeligheid van het oor bij 50 Hz – alleen de 3% met een frequentie van 500 Hz een rol speelt, dan vindt men voor de minimaal toelaatbare waarde van den isolatieweerstand $0{,}03 \times 3 \times 10^{11} \approx 9 \times 10^9\ \Omega$. Onder dezelfde omstandigheden mag de capaciteit tusschen gloeidraad en rooster 0,034 $\mu\mu$F niet overschrijden (de impedantie van 0,034 $\mu\mu$F bedraagt bij 500 Hz ca. $9 \times 10^9\ \Omega$). Voor

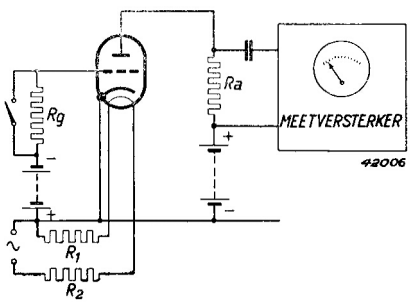


Fig. 325
Schakeling voor het meten van den roosterbrom van een buis.

H.F. en M.F. buizen kunnen de toelaatbare waarden van den isolatieweerstand en van de rooster-gloeidraadcapaciteit op soortgelijke wijze worden berekend.
Voor de toelaatbare emissie van den gloeidraad naar het rooster is een grens moeilijk te bepalen. Meestal is de emissie van den gloeidraad bij indirect verhitte buizen zeer gering, terwijl de optredende emissiestroom dientengevolge bij zeer lage spanningen reeds is verzadigd. Ten gevolge van deze verzadiging bevat echter de aldus veroorzaakte bromspanning een groot aantal hoogere harmonischen. Deze stoort daarom sterker dan een spanning, die uitsluitend de grondfrequentie bevat. De hinderlijkheid van den emissiestroom kan daarom alleen worden beoordeeld door den brom te meten achter een filter, dat de oorgevoeligheid nabootst.
Het is duidelijk, dat alle met roosterbrom verband houdende verschijnselen sterk afhankelijk zijn van de waarde van de laagfrequente roosterimpedantie. Het is daarom ook in verband met den brom van belang, deze impedantie niet grooter te kiezen dan strikt noodzakelijk is.

c) **Kathodebrom**

Onder **kathodebrom** willen wij verstaan de bromspanning, die tusschen kathode en chassis (aarde) ligt, en die dus ook tusschen kathode en stuurrooster aanwezig is, wanneer het stuurrooster de potentiaal van het chassis heeft. Bevindt zich tusschen kathode en chassis een impedantie, die een eenigszins belangrijke waarde heeft, bijv. doordat de kathodeweerstand door een condensator van onvoldoende capaciteit overbrugd is, of doordat in het geheel geen kathodecondensator aanwezig is, zooals in tegenkoppelingsschakelingen wel voorkomt, zoo kan deze impedantie aanleiding geven tot brom. Men vindt dergelijke gevallen bij eindbuizen, die door het weglaten van den kathodecondensator tegengekoppeld zijn, en ook wel bij H.F. en M.F. buizen, waarbij de kathodecondensator den kathodeweerstand alleen voor de hoogfrequentie of voor de middenfrequentie overbrugt, terwijl hij voor de frequentie van de bromspanning een hooge impedantie heeft. Voor de L.F. bromspanning wordt de kathode-impedantie dan door den kathodeweerstand gevormd. We willen hierbij opmerken, dat de tusschen kathode en chassis liggende bromspanning weliswaar den anodestroom stuurt, doch de daardoor veroorzaakte anodewisselstroom in tegenfase is met den ten gevolge van den kathodebrom ontstanen wisselstroom door de kathode-impedantie.
Er is dus een zekere mate van tegenkoppeling aanwezig, die veroorzaakt, dat de uitwerking van de bromspanning minder groot is dan men zou verwachten, wanneer men deze tegenkoppeling over het hoofd zou

zien. Ten gevolge van deze tegenkoppeling is dus een grootere bromspanning toelaatbaar.

De voornaamste oorzaken van den kathodebrom zijn:

1) slechte isolatie tusschen kathode en gloeidraad;

2) emissie van de kathode naar den gloeidraad;

3) emissie van den gloeidraad naar de kathode.

De capaciteit tusschen gloeidraad en kathode is meestal zeer klein vergeleken met de capaciteit, die tusschen kathode en chassis aanwezig is, en geeft dan geen aanleiding tot brom. Ook wanneer de kathodeweerstand niet overbrugd is, is de impedantie van de kathode-gloeidraadcapaciteit voor de bromfrequenties meestal zeer groot, vergeleken met de waarde van den kathodeweerstand.
Wanneer de impedantie van den kathodecondensator voor de bromfrequenties groot is (bijv. bij H.F. buizen wordt dikwijls een condensator van slechts 10 000 $\mu\mu$F toegepast), dan speelt de isolatieweerstand tusschen gloeidraad en kathode een belangrijke rol.
De minimaal toelaatbare waarde van den isolatieweerstand tusschen kathode en gloeidraad kan voor elke buis op eenvoudige wijze worden berekend. Stel dat, voor de ECH 3 bijvoorbeeld, met het oog op brommodulatie een bromspanning van 225 μV op het rooster toelaatbaar is. Ligt de gloeidraad van de ECH 3 op de derde plaats, dan bedraagt de wisselspanning tusschen gloeidraad en chassis aan het ongunstigste einde van den gloeidraad 19 V, indien de beide voorafgaande buizen elk een gloeispanning van 6,3 V hebben. In verband met het verloop van de gevoeligheid van het oor, wordt weer aangenomen, dat van de netspanning slechts de 3% van 500 Hz bepalend zijn voor den brom, die ten gevolge van isolatiefouten ontstaat. Heeft de kathodeweerstand een waarde van 215 Ω (de normale waarde van den kathodeweerstand voor deze buis), dan zou de isolatieweerstand tusschen gloeidraad en kathode ten minste

$$215 \times \frac{0{,}03 \times 19}{225 \times 10^{-6}}\,\Omega = 0{,}55\ \text{M}\Omega$$

moeten bedragen. Hierbij is geen rekening gehouden met de bovengenoemde tegenkoppeling, welke $(1 + S_k R_k)$-voudig is. In het geval van de ECH 3 is de kathodesteilheid S_k ongeveer gelijk aan 2,3 mA/V, zoodat $1 + S_k R_k = 1 + 2{,}3.10^{-3}.215 = 1{,}5$. De isolatieweerstand tusschen gloeidraad en kathode moet dientengevolge dus minstens $55 : 1{,}5 \approx 37$ MΩ bedragen.
Door de moderne methoden, die bij de fabricage worden toegepast, is

het mogelijk, een dergelijke waarde van den isolatieweerstand bij de gebruikelijke temperatuur van de kathode te bereiken (men dient rekening te houden met het feit, dat de isolatieweerstand niet steeds bij elke spanning tusschen kathode en gloeidraad even groot is).
Bij de emissie van de kathode naar den gloeidraad kunnen de electronen zich binnen in de kathode en buiten deze om naar den gloeidraad begeven. In het laatste geval kunnen nog twee gevallen worden onderscheiden: a) de electronen gaan van de emitteerende laag onderaan de kathode (invoering van den gloeidraad) rechtstreeks naar den gloeidraad en veroorzaken daardoor een bromspanning aan den kathodeweerstand, en b) de electronen doorloopen de verschillende roosters van de buis, komen gedurende de eene halve periode nog juist op de anode terecht en gedurende de andere halve periode op den gloeidraad. In dit geval ontstaat, zooals reeds werd vermeld, ook direct aan de anode een bromspanning. De emissie buiten de kathode om kan door een afscherming gemakkelijk worden onderdrukt; binnen de kathode kan deze emissie laag worden gehouden, door verontreinigingen van de isolatie met zorg te vermijden. De emissie binnen de kathode en de emissie van den gloeidraad naar de kathode zijn meestal uiterst gering en reeds bij een lage spanning verzadigd, waardoor, zooals reeds bij den roosterbrom werd vermeld, sterke hoogere harmonischen van de netfrequentie optreden.

§ 7. Brom ten gevolge van de wisselstroomvoeding van direct verhitte buizen

Tot slot van dit hoofdstuk zij nog de brom vermeld, die ten gevolge van de wisselstroomvoeding van direct verhitte buizen optreedt. In bijzondere gevallen zal men trachten een direct verhitte buis met wisselstroom te voeden, en het is van belang zich een indruk te kunnen vormen van den brom, die in dat geval ontstaat. Hierbij wordt dan meestal de secundaire wikkeling van den gloeistroomtransformator van een geaarde middenaftakking voorzien. Hierdoor is de wisselspanning tusschen de gloeidraadeinden en aarde op de helft van de gloeispanning teruggebracht. Zoo is het bij directe verhitting mogelijk, dat de emissie, door de geringe warmtecapaciteit van den gloeidraad, met de dubbele netfrequentie varieert, waardoor in de anodeketen een wisselstroom van deze frequentie ontstaat. Verder bestaat de mogelijkheid, dat de gloeidraad niet over de geheele lengte gelijkmatig emitteert, zoodat de brom niet het zwakst is, indien de middenaftakking van de gloeistroomwikkeling aan aarde ligt. Ook als de gloeidraad over de grootste lengte gelijkmatig emitteert, kan, ten gevolge van den spanningsval in den

gloeidraad, de electronenstroom worden gestuurd, waardoor brom ontstaat. Dit veroorzaakt bovendien, dat vóór het stuurrooster een variëerende ruimtelading ontstaat, waardoor de capaciteit van deze electrode, en dientengevolge de afstemming van den hiermee verbonden kring, kan varieeren.

In het algemeen zal men dan ook van directe verhitting van buizen, die door wisselstroom gevoed moeten worden, afzien. Bij L.F. voorversterkingsbuizen zijn de moeilijkheden t.a.v. den brom reeds zoo groot, dat de indirecte verhitting absoluut noodzakelijk is. Hetzelfde is ook het geval bij detectiedioden, H.F. en M.F. buizen. Bij eindbuizen kan men met eenige zorgvuldigheid nog wel een tamelijk laag bromniveau bereiken; in het verleden werden dan ook wel direct verhitte eindbuizen op de markt gebracht. Tegenwoordig zijn deze echter bijna geheel door indirect verhitte buizen vervangen, ook al omdat met de aequipotentiaalkathode een veel grootere steilheid bereikt kan worden. Men neemt daarvoor gaarne het ietwat grootere verwarmingsvermogen van de indirect verhitte kathode op den koop toe.

HOOFDSTUK XXVIII

Microfonisch effect in ontvangbuizen

§ 1. Inleiding

Zooals uit de hoofdstukken VI en VII blijkt, bestaat de radiobuis uit een groot aantal onderdeelen, die echter niet volkomen stijf zijn of niet volkomen stijf met elkaar zijn verbonden. Kleine veranderingen in den stand van het stuurrooster, of, bij direct verhitte buizen, van den gloeidraad, kunnen den anodestroom beïnvloeden. Wordt een buis in een schakeling mechanisch aangestooten, dan kan het voorkomen, dat het rooster, de kathode, of andere onderdeelen een weinig van plaats veranderen en in, zij het ook zwakke, gedempte trilling geraken (eigentrilling van het betreffende onderdeel). In dat geval treden zeer kleine veranderingen in de geometrie van de buis op, waardoor de electrische waarden, zooals stroom en versterking, worden beïnvloed. De anodestroom vertoont dan ook soortgelijke trillingen als de mechanische, die in de buis bij aanstooten ontstaan; deze worden in de volgende buizen versterkt en door den luidspreker als een of meer gedempte tonen weergegeven.

Meestal is de oorzaak van het mechanische aanstooten van een buis een acoustische trilling, die door den luidspreker van het apparaat wordt uitgestraald. De buis kan dan met een condensatormicrofoon worden vergeleken en men spreekt daarom ook van **microfonisch effect.**

Het microfonisch effect kan een groot aantal oorzaken hebben en het kan zich op verschillende wijzen uiten. Zoo bestaat de mogelijkheid, dat door den luidspreker geen toon, maar veeleer een ruischend of krakend geluid wordt uitgezonden.

De electrische trilling, die door de voor microfonisch effect gevoelige buis ten gevolge van acoustische trillingen uit den luidspreker van het apparaat wordt veroorzaakt, kan echter ook een zoodanige versterking ondergaan en in een zoodanige fase het rooster van de eindbuis bereiken, dat genereeren ontstaat. Neemt men de oorspronkelijke electrische trilling van het rooster van de buis weg, dan blijft de luidspreker toch voortgaan met geluid te geven, d.w.z. er is door terugkoppeling een aanhoudende toon ontstaan.

§ 2. Oorzaken van het ontstaan van microfonisch effect

Microfonisch effect kan in principe door twee oorzaken ontstaan, namelijk:

1) doordat in de buis tusschen onderdeelen, die met elkaar contact moeten maken, losse verbindingen aanwezig zijn;

2) doordat onderdeelen, die den anodestroom beïnvloeden, ten opzichte van elkaar van plaats veranderen.

Bij punt 1 kan worden opgemerkt, dat in de buis doorgaans geen losse verbindingen zullen voorkomen. Er bestaat echter één gevaarlijke plaats, namelijk in de kathode van een indirect verhitte buis. De gewonden gloeidraad, die door een laag isolatiemateriaal is omgeven, is niet onwrikbaar in het kathodebuisje aangebracht en er bestaat de mogelijkheid van een beweging van den gloeidraad, indien de buis mechanisch wordt aangestooten; hierdoor kunnen ondanks de isolatie storingen in den vorm van krakende geluiden ontstaan (zie § 7).
Zooals reeds in den aanhef werd vermeld, zal een buis, die gevoelig is voor microfonisch effect, een gedempten toon veroorzaken, indien zij wordt aangestooten. Dit kan bij het bedienen van het toestel (gebruik van schakelaars e.d.) of indien het toestel aan schokken is blootgesteld, aanleiding geven tot onaangename storingen.

Bij microfonisch effect door terugwerking van den luidspreker op de voor dit effect gevoelige buizen kan men drie gevallen onderscheiden:

a) de terugwerking van den luidspreker op een L.F. buis (voorversterkingstrap of eindtrap);
b) de terugwerking van den luidspreker op een H.F. of M.F. buis;
c) de terugwerking van den luidspreker op een mengbuis.

§ 3. **L.F. microfonisch effect**

Zooals boven vermeld, kan, indien de terugwerking van den luidspreker op een L.F. buis voldoende sterk is, ten gevolge van microfonisch effect in den luidspreker een ongedempte L.F. toon ontstaan, die zichzelf ook in stand houdt, als de roosterwisselspanning aan de buis, waardoor de oorspronkelijke toon in den luidspreker werd veroorzaakt, uitvalt. In dat geval bestaat dus een zelfexcitatie, die aanleiding geeft tot een storenden toon; men kan deze door ingrijpen van buiten laten ophouden door de terugwerking te verminderen of op te heffen (verwijdering van den luidspreker, vermindering van de versterking achter de buis).
Het electrodensysteem van een buis bestaat uit staafjes, draadjes en plaatjes. Een groot aantal van deze onderdeelen hebben een eigen trilling, die in het L.F. gebied (50—10 000 Hz) ligt; doorgaans is de demping van deze trilling slechts uiterst gering. Als een buis in de eigenfrequentie van zulk een onderdeel wordt aangestooten, kan hierdoor microfonisch effect worden opgewekt, indien de anodestroom door dit onderdeel wordt beïnvloed. Dit effect kan met behulp van de in fig. 326

voorgestelde meetinrichting worden aangetoond. De versterking achter een buis in onderzoek wordt zoodanig verhoogd en de luidspreker wordt zoo dicht bij de buis opgesteld, dat, ten gevolge van een of andere storing van buiten of onregelmatigheid in de roosterspanning, zelfexcitatie optreedt. Nu wordt de luidspreker in plaats van met den versterker, met een electrischen toongenerator, waarvan de frequentie regelbaar is, verbonden en meet men de spanning aan den uitgang van den versterker, waarbij men de frequentie, die de toongenerator levert, verandert. Men kan het resultaat van de metingen door een grafiek voorstellen, waarin de frequentie op de horizontale as en de uitgangsspanning V_o van den versterker op de verticale as is uitgezet. Fig. 328 geeft het beeld, dat met een goede buis, en fig. 327 het beeld, dat met een slechte buis werd verkregen.

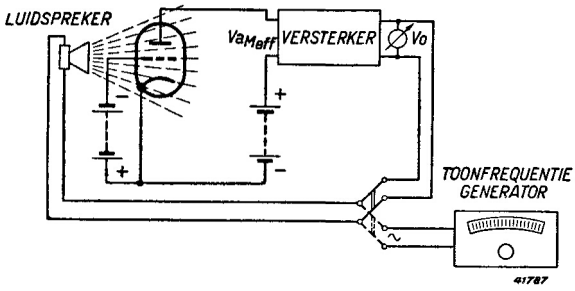


Fig. 326

Schematische samenstelling van een meetinrichting voor het vaststellen van L. F. microfonisch effect ten gevolge van acoustische terugkoppeling.

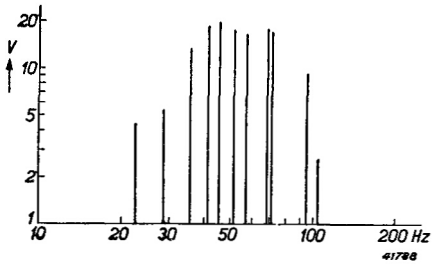


Fig. 327

Verticale as: Uitgangsspanning van den versterker in V bij de verschillende resonantiepieken.

Horizontale as: Frequentie van den toongenerator in Hz.

Deze figuur geldt voor een buis, die, wat microfonisch effect betreft, slechte eigenschappen heeft.

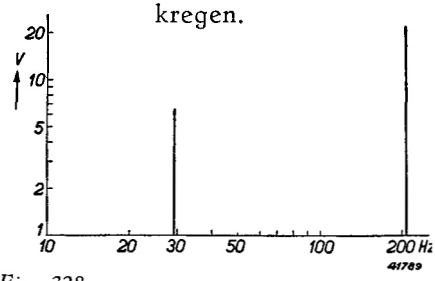


Fig. 328

Verticale as: Als fig. 327.

Horizontale as: Als fig. 327.

Deze figuur geldt voor een buis, die, wat microfonisch effect betreft, goede eigenschappen heeft.

Men kan vaststellen, dat de spanning aan den uitgang van den versterker plotseling sterk toeneemt, indien men met den toongenerator door de oorspronkelijke frequentie, waarbij het microfonisch effect optreedt, heen draait. Deze resonantie is doorgaans zoo scherp, dat men de frequentie van den toongenerator zeer voorzichtig moet instellen.

om hier niet ongemerkt doorheen te draaien. Dikwijls kan men duidelijk een grondfrequentie en de hierbij behoorende hoogere harmonischen vaststellen. Andere resonanties vertoonen geen onderling verband en duiden klaarblijkelijk op trillingen van verschillende onderdeelen. Daarbij zal men vaststellen, dat de resonantiepieken over het geheele L.F. gebied vertrooid zijn.

Van invloed op het microfonisch effect zijn:

1) de frequentiekarakteristiek van den versterker achter de buis;

2) de fase van de acoustische terugkoppeling.

Uiteraard zullen die resonanties van het microfonisch effect, welke binnen het frequentiegebied van den L.F.versterker het meest worden versterkt, zich het sterkst doen gelden. Verder moet de fase van de acoustische terugkoppeling van dien aard zijn, dat een positieve en geen negatieve terugkoppeling (tegenkoppeling) ontstaat. De fase, waarin de mechanische trilling de buis bereikt, is afhankelijk van den afstand tusschen den luidspreker en de buis. Als deze afstand gelijk is aan de golflengte van een geluidsgolf, zal de invallende trilling in fase zijn met het luidsprekermembraan, terwijl bij een afstand gelijk aan de halve golflengte, de trillingen op de beide plaatsen in tegenfase zullen zijn. Als men den luidspreker ten opzichte van de buis rechtlijnig verplaatst, kan men bij een betrekkelijk hooge frequentie aantoonen, dat microfonisch effect afwisselend optreedt en verdwijnt, en wel op die plaatsen, die in de lucht op een afstand van een halve golflengte van elkaar zijn gelegen. Voorwaarde is hierbij, dat de luidspreker vrij in de lucht is opgesteld.

Als de luidspreker en de buis onderling door een chassis, dus door een vaste stof, zijn verbonden, zal, daar de voortplantingssnelheid door deze stof doorgaans grooter is dan in de lucht, de invallende mechanische trilling nog met den luidspreker in fase zijn. Is de fase hiervan toevallig ongunstig voor de terugkoppeling, dan kan het voorkomen, dat deze bij een losse ophanging wel optreedt, maar niet indien de koppeling, bijvoorbeeld door verbinding met het chassis, vaster is; in het laatste geval treedt dan nog juist geen microfonisch effect op, doordat de foutieve fase een overwegenden invloed uitoefent.

Volgens het bovenstaande heeft de terugkoppeling doorgaans op tweeërlei wijze plaats, en wel langs den weg van de lucht en langs den weg van de vaste stof. Een bekend middel tegen de terugkoppeling langs den weg van de vaste stof is de montage van den luidspreker en het chassis op rubber. De weg bestaat dan uit: luidspreker — rubber — kast — rubber — chassis. Vroeger werden buizen, die zeer gevoelig

waren voor microfonisch effect, in rubber verpakt en bovendien nog in veerende houders geplaatst, om de acoustische terugkoppeling via de lucht tegen te gaan. In elk geval moet een toestel zoodanig worden geconstrueerd, dat de buis, die het gevoeligst is voor microfonisch effect, bijvoorbeeld de eerste L.F. buis, zoo ver mogelijk van den luidspreker wordt opgesteld. Ook bij de constructie van de buizen dienen de maatregelen te worden getroffen, die noodzakelijk zijn om microfonisch effect zoo veel mogelijk op te heffen. Dit kan geschieden door de onderdeelen, die door den luidspreker in trilling worden gebracht, zoo sterk mogelijk te dempen. Zoo kan hiertoe de speling tusschen de kathode en de steunen voor de roosters en de anode eenerzijds en de gaten in de mica of keramische plaatjes anderzijds, zoo klein mogelijk worden gehouden. Aan de vermindering van de speling wordt echter een grens gesteld, daar de steunen bij een verhooging van de temperatuur krom kunnen trekken, indien ze volkomen stijf zouden zijn opgesteld, waardoor niet alleen de karakteristiek zou worden beïnvloed, maar zelfs kortsluiting in de buis zou kunnen ontstaan. Een andere maatregel is, voor de montage van het electrodensysteem onderdeelen toe te passen, die zoo kort en zoo stijf mogelijk zijn. In batterijbuizen moet de gloeidraad door veeren doelmatig worden gespannen en dienen zijwaartsche trillingen te worden gedempt (dit geschiedt bijvoorbeeld door een micaplaatje, dat tegen het midden van den gloeidraad drukt - zie fig. 27). Bij de Philips buizen zijn zoodanige maatregelen getroffen, dat in normale schakelingen, bij normale L.F. gevoeligheid (normale versterking achter de buis) en bij niet al te ongunstige opstelling ten opzichte van den luidspreker, bevredigende resultaten worden verkregen. In het L.F. gedeelte van een ontvangtoesel is de L.F. voorversterkingsbuis het gevoeligst voor microfonisch effect, daar op deze buis de grootste versterking volgt. Eindbuizen zullen doorgaans geen aanleiding geven tot het optreden van microfonisch effect. Voor de Philips voorversterkingsbuizen zooals de EBC 3, EF 6, EF 9, EF 22, enz. geldt, dat, bij normale opstelling in het toestel en bij toepassing van een luidspreker met de gebruikelijke gevoeligheid, de aan het rooster van deze buizen gemeten L.F. gevoeligheid niet grooter mag zijn dan 6 mV (voor een aan den luidspreker geleverd vermogen van 50 mW). Bij krachtversterkers en microfoonversterkers wordt de luidspreker doorgaans op grooten afstand van het toestel opgesteld en bestaat geen vaste verbinding tusschen luidspreker en chassis, zoodat daarin een aanmerkelijk grootere versterking achter de ingangsbuis kan worden toegepast.

Bij microfoonversterkers zal de excitatie van de ingangsbuis door de voor de microfoon bestemde acoustische golven de versterking achter deze buis begrenzen; deze zou anders zelf als microfoon werken. Verder

geldt voor microfoon- en krachtversterkers als begrenzing, dat kleine schokken en trillingen een naklinken kunnen veroorzaken.

§ 4. Invloed van de bedrijfsspanningen op L.F. microfonisch effect

De invloed van trillingen van onderdeelen in de buis op den anodestroom of op de anodespanning hangt ook af van de voor de buis toegepaste bedrijfsspanningen. Bij gelijkblijvende versterking achter het rooster van een triode zal microfonisch effect in sterkere mate optreden bij een hoogere anodespanning dan bij een lagere anodespanning.

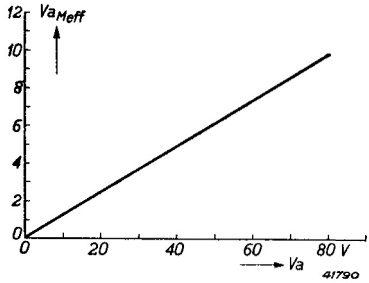


Fig. 329
Anodewisselspanning V_{aMeff}, die bij een bepaalde acoustische beïnvloeding van een triode met weerstandskoppeling optreedt, als functie van de gelijkspanning aan de anode.

Treedt bij een bepaalde resonantie in de buis microfonisch effect op, dan zal over de koppelimpedantie of den koppelweerstand in de anodeketen een wisselspanning V_{aM} ontstaan, waarvan de grootte afhankelijk is van de sterkte der acoustische beïnvloeding. Men kan nu de effectieve waarde V_{aMeff} van de anodewisselspanning, die ten gevolge van een bepaalde acoustische beïnvloeding bij de beschouwde resonantie optreedt, als functie van de anodegelijkspanning uitzetten en verkrijgt dan een kromme, zooals door fig. 329 wordt voorgesteld. (Deze kromme werd opgenomen aan een triode met weerstandskoppeling.) Uit deze kromme blijkt, dat het microfonisch effect sterker wordt met toenemende anodespanning, zoodat het dus gunstig is een zoo laag mogelijke anodespanning (bij trioden) en een dienovereenkomstige grootere versterking achter de buis te kiezen. Bij schermroosterbuizen is de schermroosterspanning van belang en dient deze zoo laag mogelijk te worden gekozen. Daar met trioden bij transformatorkoppeling doorgaans een hoogere anodegelijkspanning wordt toegepast dan bij weerstandskoppeling, zal de ingangsbuis van een versterker met weerstandskoppeling bij dezelfde versterking achter het rooster, minder gevoelig zijn voor microfonisch effect dan een ingangsbuis met transformatorkoppeling. Verder is het in het algemeen gunstig buizen met een grooten versterkingsfactor toe te passen.

§ 5. H.F. microfonisch effect

Indien een mechanische trilling een buis beïnvloedt, die door een H.F. of M.F. trilling wordt gestuurd, bestaat de mogelijkheid, dat de electrische H.F. of M.F. trilling wordt gemoduleerd door de mechanische tril-

lingen van onderdeelen in de buis. Als de gemoduleerde H.F. of M.F. trilling verder versterkt en in den detector gelijkgericht wordt, vindt men de L.F. trilling, waardoor de onderdeelen van de buis in trilling werden gebracht, in den luidspreker terug. Als de buis nu door de acoustische trillingen van den luidspreker wordt beïnvloed, bestaat de mogelijkheid van zelfexcitatie, mits de fase hiervoor gunstig en de terugkoppeling voldoende sterk is. Dit verschijnsel noemt men H.F. microfonisch effect. De modulatie van de H.F. spanning aan den uitgang van de beschouwde buis kan ontstaan, doordat de versterking van de buis op de maat van de L.F. trilling der onderdeelen van de buis varieert, dan wel doordat de capaciteiten aan veranderingen onderhevig zijn. Indien de amplitude van de steilheidsvariatie gelijk is aan $m_M S$ en deze variatie in een lage frequentie p ($= 2\pi f$) plaats heeft, wordt de resulteerende steilheid:

(1) $$S' = S\,(1 + m_M \sin pt).$$

Is de spanning van de H.F. draaggolf aan het rooster van de buis gelijk aan V_i, dan vindt men aan den uitgang van de buis een stroom:

(2) $$V_i.S' = V_i\,S\,(1 + m_M \sin pt).$$

Het resultaat is gelijk aan dat, welk zou worden verkregen, indien aan het rooster een gemoduleerde draaggolf met een spanning van $V_i\,(1 + m_M \sin pt)$ aanwezig zou zijn, die met een constante steilheid S in de buis wordt versterkt.
Deze gemoduleerde draaggolf wordt op normale wijze in de volgende trappen versterkt en in den detector gelijkgericht. Men verkrijgt dan in den luidspreker een wisselspanning, waarvan de grootte met m_M evenredig is en waarvan de frequentie gelijk is aan de door het aanstooten van de buis veroorzaakte hoekfrequentie p. De factor m_M is evenredig met de sterkte van de mechanische trilling, waardoor de buis wordt aangestooten, en houdt verder verband met de constructie van de buis. In dit verband is het merkwaardig, dat het gevaar voor microfonisch effect, als de versterking toeneemt, steeds grooter zal worden, onverschillig van de plaats in het toestel, waar deze toename plaats heeft, voor of achter de beschouwde buis, hoog- of laagfrequent.
Vergroot men de H.F. versterking vóór de buis, dan krijgt een overeenkomstig grooter signaal een modulatiediepte van m_M. Indien daarentegen de versterking achter de buis wordt vergroot, wordt het met een modulatiediepte gelijk aan m_M meer versterkt. In beide gevallen neemt het signaal aan den detector met een modulatiediepte van m_M toe en dientengevolge ook het signaal aan de eindbuis. Wordt de L.F. versterking vergroot, dan verkrijgt men ook weer hetzelfde resultaat. In dit opzicht verschilt H.F. microfonisch effect van L.F. microfonisch

effect, waarbij uitsluitend de versterking achter het rooster van de beschouwde buis van invloed is.
Een bepaalde gunstigste verdeeling van de totale versterking in een ontvangtoestel bestaat dus niet. De M.F. buis in een superheterodyne toestel kan dus eenzelfde microfonisch effect vertoonen als de H.F. buis. H.F. microfonisch effect treedt het sterkst op, indien het antennesignaal het grootst is en de L.F. volumeregelaar in den maximum stand staat (grootste versterking van het toestel). De versterking in het toestel hangt echter ook af van de wijze, waarop de automatische volumeregeling werkt.
Zooals boven werd vermeld, kan het H.F. microfonisch effect ook worden veroorzaakt door capaciteitsvariaties aan den ingang (rooster) van de buis. De weliswaar kleine capaciteitsveranderingen kunnen de resonantiefrequentie van den aangesloten kring beïnvloeden. Indien de draaggolf zich aan een van de zijden van de resonantiekromme bevindt, doordat bijvoorbeeld de oscillatorfrequentie niet nauwkeurig op de juiste waarde is ingesteld, wordt deze ten gevolge van de capaciteitsveranderingen periodiek minder of meer versterkt. Het gevolg hiervan is een amplitudemodulatie, die op gelijke wijze kan worden beschouwd als de amplitudemodulatie, die door steilheidsveranderingen wordt veroorzaakt en die door het product van signaal en totale versterking wordt bepaald. Hierbij dient echter te worden opgemerkt, dat ook nog andere factoren van invloed zijn. In de eerste plaats is de scherpte van de resonantiekromme van een M.F. kring van invloed en in de tweede plaats zal de versterking voor elke periode van de capaciteitsverandering twee keer veranderen, indien de middenfrequentie nauwkeurig op het midden van de resonantiekromme is ingesteld. Terugkoppeling in de oorspronkelijke frequentie van de mechanische trilling is dan niet mogelijk. Kenmerkend is dus, dat deze soort microfonisch effect alleen voorkomt, indien de hooge of middenfrequentie niet nauwkeurig op het midden van de resonantiekromme, is ingesteld. De absolute waarde van de capaciteitsveranderingen is uiteraard des te geringer, naarmate de roostercapaciteit kleiner is, en dientengevolge is de procentueele capaciteitsvariatie van de totale capaciteit dan ook des te kleiner. Verder is de invloed van deze veranderingen het geringst, als de totale capaciteit van den kring groot is. De frequentieverandering heeft bij hooge frequenties (kortegolfgebied) de grootste absolute waarde. In het kortegolfgebied hebben de in aanmerking komende H.F. kringen echter een aanmerkelijk kleinere resonantiescherpte, zoodat ook daar de versterkingsvariatie gering en de mogelijkheid voor zelf-excitatie klein zal zijn. In het midden- en het langegolfgebied is een op deze wijze optredend microfonisch effect nooit kunnen worden

vastgesteld. Opgemerkt zij nog, dat de H.F. buizen bij een groote negatieve roosterspanning, dus indien zij sterk door de automatische volumeregeling worden beïnvloed, gevoeliger zijn voor microfonisch effect.

§ 6. Microfonisch effect bij mengbuizen

Bij mengbuizen kan microfonisch effect op gelijke wijze als bij H.F. of M.F. buizen ontstaan. Ten gevolge van de steilheidsveranderingen in het modulatorgedeelte van een mengbuis, zal de conversiesteilheid eveneens op de maat van de acoustische terugkoppeling varieeren, en onder ongunstige omstandigheden zal de buis in een toestand van zelfexcitatie kunnen geraken. Ook capaciteitsveranderingen van het H.F. rooster zullen hetzelfde effect hebben als bij H.F. buizen. Verder geldt voor mengbuizen, evenals voor H.F. buizen, dat de gevoeligheid van de buis voor microfonisch effect niet wordt beïnvloed door de wijze, waarop de versterking in het gedeelte vóór en in het gedeelte achter de buis is verdeeld, en dat de kans op microfonisch effect het grootst is, als het antennesignaal groot is en de gevoeligheid van het toestel zoo hoog mogelijk is opgevoerd.
Behalve de voor H.F. buizen vermelde mogelijkheden voor het ontstaan van microfonisch effect, bestaat bij mengbuizen nog een andere mogelijkheid voor het optreden ervan, namelijk in het oscillatorgedeelte, De roostercapaciteit van het oscillatorgedeelte kan namelijk acoustisch worden beïnvloed (bijv. de capaciteit van het trioderooster van een triode-heptode of van een triode-hexode). Indien het trioderooster parallel aan den oscillatorkring ligt, zooals veelal het geval is, wordt de afstemming van dezen kring door de variaties van de roostercapaciteit periodiek veranderd. Dit heeft ten gevolge, dat de middenfrequentie periodiek verandert, zoodat het resultaat vergelijkbaar is met dat van een capaciteitsverandering van het rooster van een H.F. of M.F. buis. In het laatste geval verandert echter de resonantiefrequentie van den kring en blijft de frequentie van het signaal constant, terwijl in het eerste geval de resonantiefrequentie van de M.F. kringen constant blijven en de frequentie van het signaal verandert. Een verschil is, dat de capaciteitsverandering van het oscillatorrooster doorgaans een grootere uitwerking zal hebben dan de capaciteitsverandering van het rooster van een M.F. buis, daar de oscillatorfrequentie meestal hooger wordt gekozen dan die van het ontvangen signaal en dientengevolge ook aanmerkelijk hooger ligt dan de middenfrequentie. Daardoor zal een kleine capaciteitsverandering van het oscillatorrooster een procentueel veel grootere afwijking van de middenfrequentie ten gevolge hebben dan bij

het stuurrooster van een H.F. of M.F. buis het geval is. In het bijzonder geldt dit voor het kortegolfgebied.
Bovendien hangt het gevaar voor microfonisch effect door verandering van de middenfrequentie af van de steilheid van de resonantiekromme van den geheelen M.F. versterker, terwijl bij verandering van de roostercapaciteit van een H.F. of een M.F. buis alleen de steilheid van de resonantiekromme van den bijbehoorenden roosterkring van belang is. Ook dit maakt het beschreven effect bij mengbuizen gevaarlijker dan het H.F. microfonisch effect door verandering van de roostercapaciteit.
Bij triodeheptoden is het gunstig, den oscillatorkring in de toevoerleiding naar de triodeanode op te nemen en de terugkoppelspoel met het trioderooster te verbinden. Bij normale koppeling tusschen kring- en terugkoppelspoel wordt een capaciteitsverandering van het stuurrooster dan omlaag getransformeerd en dientengevolge wordt de verandering van de afstemming van den oscillatorkring daardoor ook verkleind. Men moet dan echter weer rekening houden met de verstemming ten gevolge van capaciteitsveranderingen van de triodeanode, welke evenwel doorgaans kleiner zijn dan die van het trioderooster.

§ 7. Krakende en krassende geluiden

In den aanhef van dit hoofdstuk werd vermeld, dat de in het kathodebuisje aangebrachte gloeidraad bij indirect verhitte kathoden aanleiding kan geven tot microfonisch effect, hoewel de gloeidraad ten opzichte van de kathode is geïsoleerd (zie Hoofdstuk VII). In dat geval uit dit effect zich door krakende of krassende geluiden.
Deze soort microfonisch effect zal echter uitsluitend bij bepaalde schakelingen optreden, namelijk als tusschen kathode en gloeidraad een wisselspanning staat, die de in het toestel versterkte hooge, midden- of lage frequentie of wel de oscillatorfrequentie beïnvloedt. Dit is bijvoorbeeld het geval bij schakelingen met L.F. tegenkoppeling, waarbij een gedeelte van den kathodeweerstand of de geheele weerstand niet door een condensator is overbrugd (zie ook fig. 315).
Over dezen weerstand staat dus een L.F. wisselspanning, die, ten gevolge van verplaatsingen van den gloeidraad door acoustische terugkoppelingen of andere mechanische schokken, met storende frequenties kan worden gemengd. De verplaatsing van den gloeidraad veroorzaakt, dat de capaciteit tusschen gloeidraad en kathode aan veranderingen onderhevig is, en, daar de gloeidraad doorgaans rechtstreeks is geaard, zullen ook capaciteitsveranderingen tusschen kathode en aarde (chassis) optreden. Deze capaciteitsverandering zullen de kathodeïmpe-

dantie voor de beschouwde wisselspanning uiteraard beïnvloeden, waardoor de waarde hiervan verandert.
Verder kan deze soort microfonisch effect bij oscillatorschakelingen voorkomen, waarbij de terugkoppelspanning tusschen aarde en kathode ligt (zie ook fig. 239, 240 en 243). Door de capaciteitsveranderingen wordt de oscillatorfrequentie gemoduleerd.
Maatregelen om dit effect te voorkomen liggen voor de hand, namelijk een zoo volkomen mogelijke vaste opstelling van den geïsoleerden gloeidraad in het kathodebuisje. Het verdient echter aanbeveling, ook in verband met den onregelmatigen aard van de gloeidraad-kathode-isolatie, die schakelingen te vermijden, waarbij tusschen kathode en gloeidraad wisselspanningen staan, die de weergave in den luidspreker op eenigerlei wijze beïnvloeden. Bij tegenkoppelingsschakelingen dient het niet overbrugde gedeelte van den kathodeweerstand doorgaans klein te worden gehouden (bijv. bij voorversterkingsbuizen kleiner dan 50 Ω; bij eindbuizen kan de geheele kathodeweerstand onoverbrugd blijven).

§ 8. **Ratelende geluiden**

Soms treden ook wel storingen in den vorm van ratelende geluiden op. Alhoewel het hierbij eigenlijk niet om microfonische effecten gaat, zullen wij ze toch in dit verband even kort aanduiden. Ze worden namelijk in de buis zelf opgewekt en men kan ze waarnemen door het oor dicht bij de buis te brengen. Zij ontstaan door de acoustische aanstooting door een dicht bij de buis opgestelden luidspreker. Laat men dezen luidspreker achtereenvolgens alle frequenties weergeven, dan zullen bepaalde onderdeelen in de buis ten gevolge van resonantie mechanisch in trilling geraken. Deze mechanische trillingen neemt men als ratelende geluiden waar (indien deze trillingen ook den loop van de electronen beïnvloeden, ontstaat het in de voorgaande paragrafen beschreven L.F. of H.F. microfonisch effect).

§ 9. **Slotbeschouwing over de kwaliteit van de buizen**

In de voorafgaande paragrafen werden de verschillende oorzaken, waardoor microfonisch effect kan ontstaan, behandeld. Hieruit zou men geneigd zijn de conclusie te trekken, dat microfonisch effect een veelvuldig voorkomend verschijnsel is, waardoor het noodzakelijk zou zijn, bij de constructie van toestellen bijzondere maatregelen te treffen. In de practijk wordt bij de constructie van de Philips buizen echter steeds met microfonisch effect rekening gehouden, en men zal constateeren, dat

deze buizen, afgezien van bijzonder gevoelige schakelingen en een ongunstige opstelling van de onderdeelen op het chassis, geen neiging tot microfonisch effect vertoonen. De direct verhitte batterijbuizen zijn uiteraard het gevoeligst voor microfonisch effect. Hierbij moet een al te groote L.F. versterking worden vermeden (het aantal van de aan den eindtrap voorafgaande L.F. trappen moet doorgaans tot één worden beperkt), terwijl H.F. microfonisch effect nauwelijks tot moeilijkheden aanleiding zal geven. Hierbij moet de eisch worden gesteld, dat het toestel bij normale montage geen microfonisch effect vertoont, indien de eindtrap bij een geringe modulatiediepte van het ontvangen signaal ten volle wordt gestuurd. Als geringe modulatiediepte kan bijv. 10% worden aangenomen.

HOOFDSTUK XXIX

Verschijnselen, die tijdens den levensduur van de buizen optreden

Een buis heeft, evenmin als een gloeilamp of een auto, een onbeperkten levensduur. Belangrijk materiaal wordt gedurende den tijd, dat de buizen in bedrijf zijn, verbruikt en daardoor worden de eigenschappen langzamerhand slechter; zoo neemt de emissie van de kathode af, in het begin uiterst langzaam of practisch in het geheel niet, maar na een zekeren bedrijfstijd sneller, zoodat het dan aanbeveling verdient, de buis in het toestel te vernieuwen.
In het onderstaande zullen eenige uiteenzettingen over de werking van de buizen tijdens hun levensduur worden gegeven. Hierbij moet worden opgemerkt, dat de werking van een buis niet alleen door de electronenemissie wordt bepaald; ook andere factoren, zooals resteerende gassen, de contactpotentiaal tusschen rooster en kathode, de negatieve roosterstroom, de roosteremissie en secundaire emissieverschijnselen (op dit laatste wordt in het volgende hoofdstuk ingegaan) verstoren de normale werking van de buizen.

§ 1. Achteruitgang van de emissie

Allereerst zal de invloed van den achteruitgang der electronenemissie op de werking van de buis worden behandeld. Hierbij wordt, voor de werking van de buis, de steilheid als maatstaf genomen.
Zooals in hoofdstuk IV werd vermeld, heeft bij een diode de anodestroom als functie van de anodespanning den vorm van de in fig. 330 geteekende kromme 1. Deze kromme zal ook gelden voor een buis met meer dan twee electroden, waarvan de stroom naar de anode en de roosters als functie van de effectieve potentiaal in het stuurroostervlak (de stuurspanning) wordt gemeten. Bij een voldoend hooge spanning V (bijv. 100 V) buigt de

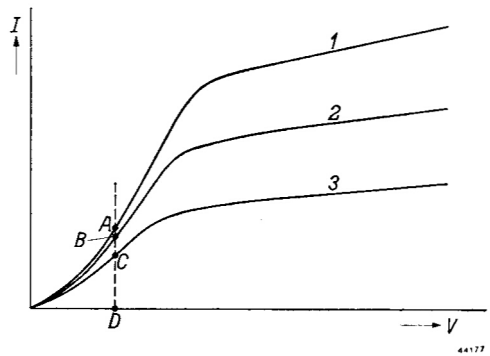


Fig. 330
Verband tusschen den stroom naar de anode en de roosters en de effectieve potentiaal van het stuurrooster. Kromme 1 geldt voor den aanvang van den levensduur, kromme 2 voor een bepaalden, korten bedrijfstijd en kromme 3 voor het einde van den practisch bruikbaren levensduur.

kromme af en verloopt verder meer of minder horizontaal. De verzadigingsstroom is dan bereikt.

In normale gevallen neemt de verzadigingsstroom, als gevolg van de vermindering van het emissievermogen der kathode, tijdens den levensduur af. Als een buis, waarvoor oorspronkelijk de kromme 1 gold, na een betrekkelijk korten bedrijfstijd wordt gemeten, verkrijgt men bijvoorbeeld de kromme 2.

Nu is de verzadigingsstroom van moderne buizen meestal veel hooger dan de kathodestroom, die bij de normale instelling van de buis vloeit (dus anodestroom + stroom naar de verschillende positieve roosters). Indien men aanneemt, dat de benoodigde kathodestroom gelijk is aan DA, blijkt, dat de vermindering van den verzadigingsstroom in de eerste periode van den levensduur geen grooten invloed heeft op den kathodestroom en daardoor op de steilheid. Echter, wanneer na verloop van tijd de emissie zoo sterk is verminderd, dat de karakteristiek volgens kromme 3 verloopt, zal de kathodestroom op DC zijn gezonken en dientengevolge de steilheid zijn afgenomen.

Om een indruk te krijgen, hoe de steilheid tijdens den levensduur verloopt, werd voor een groot aantal indirect verhitte buizen een gemiddelde kromme opgesteld (fig. 331). Hierdoor wordt de steilheid, uitgedrukt in procenten van de steilheid bij den aanvang van den bedrijfstijd, voorgesteld als functie van het aantal bedrijfsuren. Fig. 331 toont, dat de steilheid in de eerste paar honderd uren tamelijk snel afvalt. In deze periode valt nog de voortzetting van het formatieproces van de kathode, dat tijdens het „uitbranden" van de buizen (zie hoofdstuk IV, § 9a) werd ingezet.

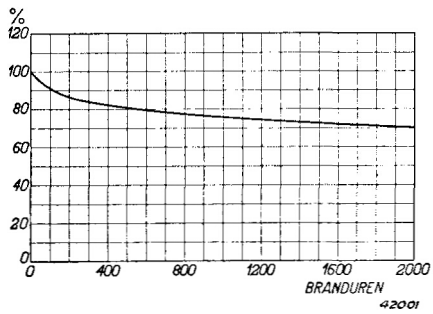


Fig. 331
Gemiddelde kromme van de in procenten van de aanvangssteilheid uitgedrukte steilheid (verticale as), als functie van het aantal bedrijfsuren (horizontale as), gemeten aan een groot aantal buizen.

Verder toont figuur 331, dat de gemiddelde afname van de steilheid na 2000 uren ongeveer 30% bedraagt. Deze afname is betrekkelijk gering; doordat hier van een gemiddelde waarde sprake is, kunnen uiteraard ook grootere percentages voorkomen. Na nog langeren bedrijfstijd dan de genoemde gemiddelde waarde van 2000 uren kan de buis het bovengenoemde verschijnsel van den snelleren val van de steilheid ten gevolge van de sterke daling van de emissie vertoonen en neemt de goede werking van de buis snel af.

Sporen van nog aanwezige gassen kunnen op de werking van een buis

tijdens den levensduur een grooten invloed hebben (bijv. vergiftiging van de kathode). Ter verduidelijking geeft fig. 332 een voorbeeld van een buis, die in den aanvang sporen van gas vertoonde.

Uit deze figuur blijkt, dat de steilheid na 50 bedrijfsuren met 23% was afgenomen, terwijl zij na 100 uren slechts 12% minder was dan in het begin, doordat de gassen geleidelijk gebonden werden. In de daarop volgende periode is de directe invloed van de gassen verdwenen en toont de kromme de normale afname van de steilheid, zooals bij buizen, die bij het in bedrijf nemen geen sporen van gas vertoonen. Uit deze kromme blijkt, dat grondig ontgassen van de metalen deelen en zorgvuldig leeg pompen voor een normale levensduurkromme noodzakelijk zijn.

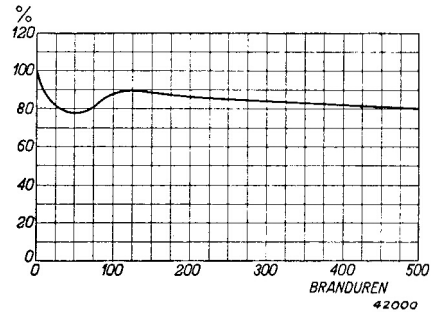


Fig. 332
Steilheid, in procenten van de aanvangssteilheid (verticale as), als functie van het aantal bedrijfsuren (horizontale as) van een buis, die in het begin sporen van gas vertoonde.

§ 2. Verandering van de contactpotentiaal tusschen stuurrooster en kathode

Het is mogelijk, dat de bij een vaste negatieve roosterspanning gemeten anodestroom en positieve roosterstroom na verloop van tijd toe- of afnemen, zonder dat de bij een vasten anodestroom gemeten steilheid belangrijk verandert. Bij nadere beschouwing blijkt, dat de anodestroom-roosterspanningskrommen $[I_a = f\ (V_g]$ en de positieve roosterstroom-roosterspanningskrommen $[I_g = f\ (V_g]$ in de richting van de positieve of negatieve roosterspanning zijn verschoven. Deze verschuiving van de I_a/V_g en de I_g/V_g krommen is aan de verandering van de contactpotentiaal toe te schrijven (zie ook hoofdstuk IV, §§ 6 en 9d). Tijdens den levensduur van de buis kan de contactpotentiaal veranderen, hetgeen invloed heeft op de werking van de buis. De uittreepotentiaal van het rooster, van de kathode of van beide, kan andere waarden aannemen en daardoor verandert de contactpotentiaal. Op het rooster kunnen bijvoorbeeld sporen van barium en bariumoxyde voorkomen of tijdens het branden van de buis op het rooster neerslaan, waardoor het rooster wordt bedekt met een laag, die een andere uittreepotentiaal heeft, zoodat de potentiaal ten opzichte van de kathode verandert. Hierdoor wijzigt zich dus het electrostatische veld tusschen de oppervlakken van het rooster en de kathode (d.w.z. de laag neergeslagen

barium of bariumoxyde treedt in de plaats van de oppervlakte van het zuivere metaal van het rooster).
Een contactpotentiaalverandering kan ten gevolge hebben, dat bij vaste voorspanning een oorspronkelijk juist ingestelde buis een te grooten anodestroom krijgt. Dit zal voornamelijk bij zeer steile buizen het geval zijn. Ook om deze reden verdient het steeds aanbeveling automatische negatieve roostervoorspanning (door middel van een kathodeweerstand) toe te passen. Een toenemende anodestroom veroorzaakt dan een toename van de roostervoorspanning, waardoor de anodestroomtoename weer gedeeltelijk teniet wordt gedaan. Voorts is het om dezelfde reden gunstig een serieweerstand in plaats van een vaste spanning voor de voeding van het schermrooster te gebruiken. De schermroosterstroom neemt, evenals de anodestroom, toe bij een vermindering van de roosterspanning. Bij gebruik van een serieweerstand wordt de schermroosterspanning ten gevolge van de toename van den schermroosterstroom lager en daardoor nemen zoowel de schermroosterstroom als de anodestroom minder toe dan bij vaste schermroosterspanning het geval zou zijn.

§ 3. **Omgekeerde roosterstroom**

Tijdens den levensduur van de buis kan door verschillende oorzaken een roosterstroom optreden, waarvan de richting tegengesteld is aan die van den door de kathode uitgezonden electronenstroom; men spreekt in dit geval van **omgekeerde** of **negatieve roosterstroom.**

Een omgekeerde roosterstroom kan worden veroorzaakt door:

a) den ionenstroom, als gevolg van resteerende gassen of gassen, die tijdens den levensduur uit deelen van de buis worden bevrijd;

b) de roosteremissie;

c) den isolatiestroom.

a) **Ionenstroom**

Het is mogelijk, dat tijdens den levensduur een weinig gas in de buis vrij komt, dat door de electronen, die van de kathode naar de anode loopen, wordt geïoniseerd. Het gevolg hiervan is, dat het negatieve rooster de positieve ionen aantrekt, waardoor in de roosterketen een stroom van het rooster naar de kathode ontstaat; deze richting is dus tegengesteld aan die van den normalen electronenstroom naar het rooster.

Fig. 333 toont het verloop van den roosterstroom als functie van de roosterspanning van een buis met sporen van gas. Uit deze figuur blijkt, dat de ionenstroom verdwijnt, als de anodestroom bij een groote negatieve roosterspanning gelijk aan nul wordt; er heeft dan geen ionisatie van het gas meer plaats.

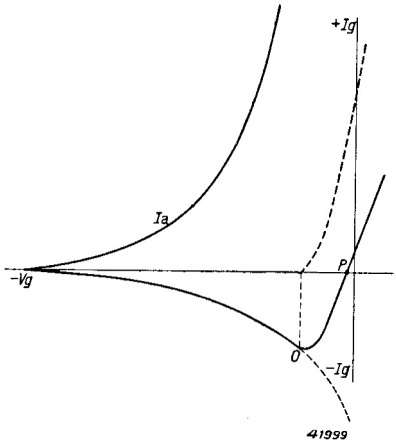


Fig. 333

De roosterstroom I_g, als functie van de negatieve roosterspanning. De gestippelde kromme rechts beneden stelt de omgekeerde of negatieve roosterstroom ten gevolge van aanwezige sporen van gas voor. De gestippelde kromme rechts boven geeft het verloop van den positieven roosterstroom ten gevolge van den electronenstroom naar het rooster. De getrokken kromme betreft het verloop van den resulteerenden roosterstroom.

Bij een kleine roosterspanning loopen ook electronen naar het rooster. In fig. 333 begint de electronenstroom $+ I_g$ (zie de gestippelde kromme rechts boven) bij een spanning, die met punt O overeenkomt. De roosterstroom is, wanneer ook een electronenstroom vloeit, gelijk aan de positieve waarde van den electronenstroom plus de negatieve waarde van den ionenstroom. Deze som wordt in fig. 333 bij een met het punt P overeenkomende spanning positief.

Indien in de roosterketen een lekweerstand is opgenomen (zie fig. 334), veroorzaakt de roosterstroom, die door den lekweerstand van het rooster naar de kathode vloeit, een spanningsval over dezen weerstand en verandert dienovereenkomstig de oorspronkelijke voorspanning V_{go} van de buis. We hebben dan voor de resulteerende voorspanning V_g de vergelijking:

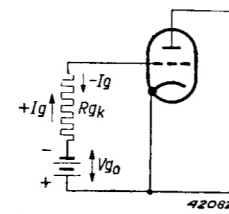


Fig. 334

Lekweerstand R_{gk}, die in de roosterketen tusschen rooster en kathode (of de negatieve roostervoorspanningsbatterij) is geschakeld. Door dezen lekweerstand moet de roosterstroom I_g vloeien.

$$(1) \qquad V_g = V_{go} - I_g R_{gk}.$$

Deze vergelijking kan in de figuur die den roosterstroom als functie van de roosterspanning voorstelt, door een rechte lijn worden aangegeven (zie fig. 335). Bij $I_g = 0$ is $V_g = V_{go}$. Dit beteekent dus, dat de lijn in fig. 335 de V_g-as bij $V_g = V_{go}$ moet kruisen. Bij $V_g = 0$, is $V_{go} = I_g R_{gk}$, en dit geeft ons in fig. 335 ook het punt, waar de weerstandslijn de I_g-as moet snijden, en wel snijdt deze lijn de I_g-as bij een negatieve waarde van I_g, indien V_{go} een negatieve waarde heeft. Het snijpunt B (zie fig. 335) van de roosterstroomkrom-

me $I_g = f(V_g)$ met de weerstandslijn geeft het punt, waarop de negatieve voorspanning zich instelt met den bijbehoorenden negatieven roosterstroom.

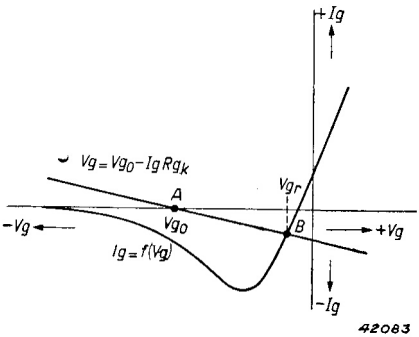


Fig. 335
Roosterstroomkarakteristiek $I_g = f(V_g)$ van een buis met weerstandslijn $V_g = V_{go} - I_g R_{gk}$, die door den lekweerstand in de rooster-kathodeketen wordt bepaald. Het snijpunt B geeft de negatieve roosterspanning aan, waarop de buis zich instelt.

Uit fig. 335 volgt direct, dat, indien de weerstand een hooge waarde heeft en de weerstandslijn dus vlak loopt, de roosterspanningsverschuiving als gevolg van den negatieven roosterstroom groot is en dat, indien een kleine lekweerstand aanwezig is (dus de weerstandslijn een steil verloop heeft), deze verschuiving slechts klein zal zijn. Bovendien volgt uit deze figuur, dat de roosterspanningsverschuiving in positieve richting plaats heeft en dat dus de negatieve voorspanning kleiner wordt. Dit heeft bij groote waarden van den lekweerstand een belangrijke toename van den anodestroom en een stijging van de temperatuur van de buis ten gevolge, waardoor nog meer gas vrij komt en de negatieve roosterstroom toeneemt, enz. In ongunstige gevallen kan de temperatuur van de buis zelfs zoo hoog worden, dat een beschadiging van de buis, bijv. door glassprong, mogelijk is.

Indien automatische negatieve roostervoorspanning door een kathodeweerstand wordt toegepast, zal deze verschuiving geringer zijn, omdat dan een anodestroomtoename ten gevolge van de afname van de roostervoorspanning door den grooteren spanningsval in den kathodeweerstand de afname van de negatieve voorspanning weer gedeeltelijk teniet doet. De anodestroomtoename zal dan belangrijk geringer zijn dan in het geval van vaste voorspanning. Daarom is de automatische roosterspanning bij toepassing van hooge lekweerstanden zeer aan te bevelen en in sommige gevallen absoluut noodzakelijk.

De ionisatie van sporen van gas kan ook tot beschadiging van de kathode leiden. De ionen kunnen nl. tegen de kathode botsen en de emitteerende laag beschadigen.

b) **Roosteremissie**

Negatieve of omgekeerde roosterstroom kan tijdens den levensduur ook ontstaan, indien het bariumeoxyde en het metallische barium van de kathode verdampen en op het rooster neerslaan. In dit geval zal

het rooster bij voldoende verhitting door de warmteuitstraling van de kathode (soms tot 300—350° C) in staat zijn, electronen te emitteeren. Men spreekt dan van **roosteremissie.** Ook hierdoor kan het werkpunt in positieve richting verschuiven, natuurlijk met dezelfde gevolgen als bij de ionisatie van sporen van gas. Ter vermijding van roosteremissie wordt de temperatuur van het stuurrooster in de buizen zoo laag mogelijk gehouden; zoo vervaardigt men de draagsteunen van het rooster uit goed warmtegeleidend materiaal (zooals koperdraad overtrokken met nikkel); dikwijls worden aan de uiteinden van de roostersteunen zoogenaamde „koelvleugels" gelascht, die ter bevordering van de warmteuitstraling zwart zijn. In fig. 336 is het verloop van den roosteremissiestroom als functie van de roosterspanning uitgezet. Uit deze figuur blijkt duidelijk het verschil met den ionenstroom van fig. 333. Deze laatste wordt bij een groote negatieve roosterspanning gelijk aan nul, terwijl de stroom bij roosteremissie een soort verzadiging vertoont.

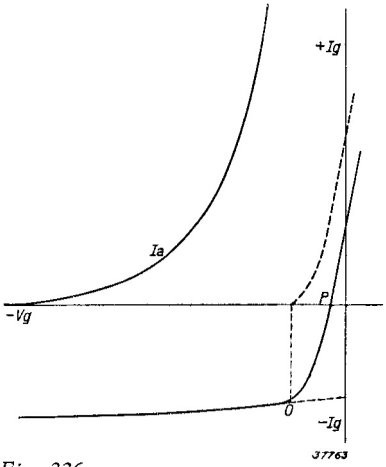


Fig. 336
Negatieve roosterstroom $-I_g$ ten gevolge van roosteremissie als functie van de negatieve roosterspanning. Bij een groote negatieve roosterspanning vertoont de roosteremissie een soort verzadiging.

c) Isolatiestroom

Negatieve roosterstroom kan ook door onvoldoende isolatie tusschen de electroden ontstaan, bijvoorbeeld als barium, bariumoxyde of verdampt metaal van de electroden op de isoleerende schijven, den kneep of de glasparels neerslaan. In verband hiermee worden de isolatoren dikwijls door een speciale laag bedekt, waardoor de oppervlakte ruw wordt en de kruipweg wordt verlengd.
Fig. 337 geeft schematisch de richting van de stroomen door de ketens als gevolg van den isolatiestroom tusschen anode en rooster en tusschen kathode en rooster. De kromme 1 van fig. 338 geeft het verloop

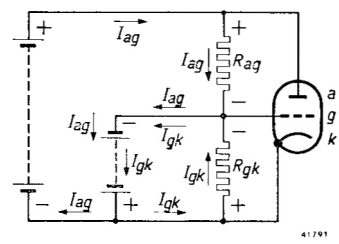


Fig. 337
Schematische voorstelling van den loop van den isolatiestroom tusschen anode en rooster en tusschen kathode en rooster.

van den isolatiestroom tusschen anode en rooster, gecombineerd met den positieven roosterstroom, als functie van de roosterspanning, bij onvoldoende isolatie tusschen anode en rooster. Kromme 2 geeft het verloop van den isolatiestroom tusschen kathode en rooster, gecombineerd met den positieven roosterstroom, als gevolg van den aanloopstroom. Achteruitgang van de isolatie kan ten gevolge hebben, dat niet alleen de roosterpotentiaal verschuift, maar bovendien, dat storende krakende geluiden ontstaan.

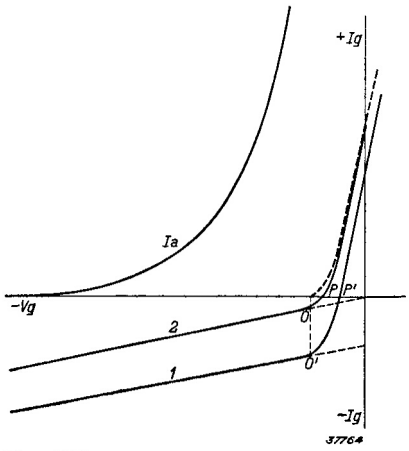


Fig. 338
Negatieve roosterstroom als gevolg van slechte isolatie gecombineerd met den positieven aanloopstroom, als functie van de roosterspanning.
Kromme 1: Roosterstroom ten gevolge van onvoldoende isolatie tusschen anode en rooster.
Kromme 2: Roosterstroom ten gevolge van onvoldoende isolatie tusschen kathode en rooster.

§ 4. Tegenemissie

De verdamping van bariumoxyde en barium kan soms ook bij vacuumgelijkrichtbuizen met oxydekathode moeilijkheden veroorzaken. Deze stoffen slaan op de anode neer en veroorzaken in het tijdsverloop, waarin de anode ten opzichte van de kathode negatief is, d.w.z. wanneer de stroomdoorgang geheel versperd zou moeten zijn, een electronenemissie van de anode naar de kathode. Men spreekt dan van tegenemissie. Het is zelfs mogelijk, dat deze emissie de kathode beschadigt, daar de electronen met groote snelheid tegen de kathode botsen. Ter vermijding van dit verschijnsel moet men ervoor zorgen, dat de temperatuur van de anode door goede warmteuitstraling zoo laag mogelijk blijft. Dit wordt bijvoorbeeld door zwarting van de anode en door het aanbrengen van koelvleugels bereikt.

§ 5. Electrolyse in den kneep

Speciaal bij overbelasting van buizen, die bij normaal bedrijf reeds zeer heet worden, zooals eindversterkings- en gelijkrichtbuizen, kan electrolyse in het glas van den kneep ontstaan. Deze electrolyse wordt door de vorming van zoogenaamde loodboomen gekenmerkt. Bij de electrolyse wordt lood uit het glas afgescheiden en dit lood verzamelt zich op de doorvoeringsplaatsen van de electroden. Fig. 339 toont zulk een kneep met loodboomen (zie geheel links en geheel rechts). Het gevolg

hiervan is, dat isolatiefouten ontstaan, waardoor de buis onbruikbaar wordt. Loodboomen kunnen o.a. vermeden worden, door er voor te zorgen, dat door doelmatige afmetingen en vorm van de ballons een voldoende afkoeling gewaarborgd is, zoodat het glas op de doorvoerplaatsen niet te heet wordt. Bij de constructie van Philips buizen wordt hier dan ook op gelet.

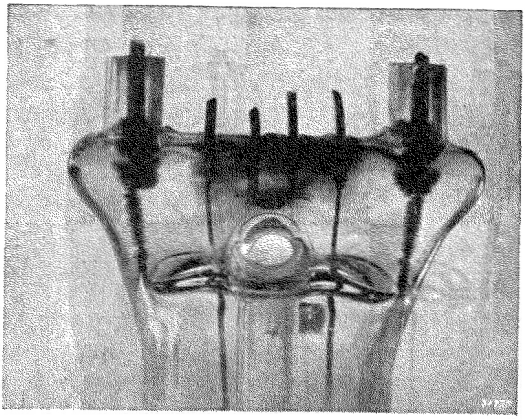


Fig. 339
Electrolyse van het glas (loodboomen) in den kneep, die door overbelasting van de buizen kan ontstaan.

HOOFDSTUK XXX

Eenige mogelijke storingsverschijnselen door secundaire emissie van isoleerende deelen in de buis

Niet alle electronen, die uit de kathode van een buis treden, treffen de positieve electroden van de buis. Een aantal electronen begeeft zich naar de isoleerende deelen van de buis of verlaat het electrodensysteem en botst onder bepaalde omstandigheden tegen den glazen wand van den ballon. Hierbij kan de werking van de buis door de secundaire emissie van het glas of van andere isoleerende materialen worden gestoord. Hoewel deze storingen door doelmatige constructies van de buizen worden begrensd, is het toch van belang, de mogelijkheid van dit verschijnsel onder oogen te houden. In het onderstaande worden deze storingen ten gevolge van secundaire emissie beschreven.

§ 1. Het opladen van isolatoren of geïsoleerde deelen

De secundaire emissie van isoleerende deelen van glas of ander materiaal als gevolg van electronen, die hier tegen botsen, heeft ten gevolge, dat dergelijke deelen zich onder den invloed van de anodespanning tot een hooge positieve potentiaal kunnen opladen, indien de secundaire-emissiefactor δ grooter is dan 1. Dit zal ook het geval zijn met in de buis geïsoleerd opgestelde metalen deelen, die dus niet aan aarde liggen. De electrostatische velden, die door de opgeladen deelen worden veroorzaakt, kunnen op de beweging van de electronen in het electrodensysteem invloed uitoefenen; verder kan het verspringen van de potentiaal van isolatoren storende spanningen tusschen stuurrooster en kathode veroorzaken of kunnen de secundaire electronen, die zich naar de anode bewegen, den inwendigen weerstand verkleinen.

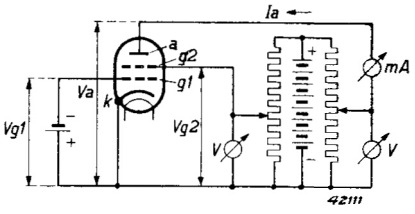


Fig. 340
Schematische voorstelling van de meting voor het opnemen van de I_a/V_a kromme van een schermroosterbuis.

Allereerst zal het verschijnsel van het opladen zelf nader worden behandeld. Hiertoe zal een buis met een schermrooster worden beschouwd (bijv. de tetrode E 442), waarvan het stuurrooster een vaste potentiaal ten opzichte van de kathode heeft (zie fig. 340). Aan het schermrooster g_2 wordt eerst een vrij hooge positieve spanning van bijv.

150 V gelegd. Indien men de I_a/V_a karakteristiek van deze buis opneemt, zal deze verloopen, zooals in fig. 341 is aangegeven. Hieruit blijkt, dat de anodestroom tusschen bepaalde grenzen van de anodespanning negatief is. Dit moet worden toegeschreven aan de betrekkelijk hooge schermroosterspanning V_{g2}, waarbij uiteraard moet worden voldaan aan de voorwaarde, dat de maximum secundaire-emissiefactor δ aan de oppervlakte van de anode grooter is dan 1.

Bij $V_a = 0$ zal $I_a = 0$ zijn en bij een anodespanning gelijk aan V_{a1} zal de secundaire emissiestroom klaarblijkelijk gelijk zijn aan den primairen electronenstroom naar de anode. De secundaire-emissiefactor δ is hierbij dus gelijk aan 1. Als de anodespanning hooger is dan V_{a1}, zal de anodestroom negatief worden, tot een bepaald minimum (of maximum van den negatieven anodestroom) wordt bereikt. Als de anodespanning V_a verder toeneemt en in de buurt komt van de waarde V_{g2}, zal, ten gevolge van verschillende effecten, zooals ruimtelading, het uittreden van de secundaire electronen in verschillende richtingen (ruimtelijke spreiding van de secundaire electronen) en het geringe potentiaalverschil tusschen anode en schermrooster, de overgang van de secundaire electronen naar het schermrooster moeilijker worden. De secundaire electronen, die in de richting van het schermrooster geen voldoend grooten snelheidscomponent bezitten, kunnen dit laatste niet meer bereiken en keeren naar de anode terug. Stijgt de anodespanning verder, dan kunnen ten slotte ook de snellere secundaire electronen het schermrooster niet meer bereiken en wordt de anodestroom snel positief.

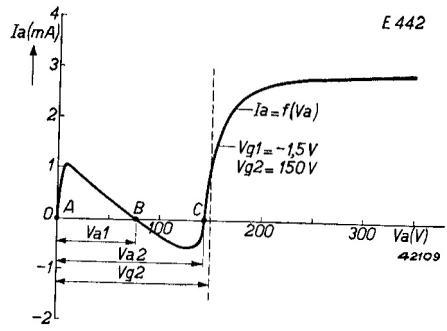


Fig. 341
I_a/V_a kromme van de buis van fig. 340 bij een schermroosterspanning $V_{g2} = 150$ V (stuurroosterspanning $V_{g1} = -1{,}5$ V).

Zooals reeds in hoofdstuk XIII werd uiteengezet, neemt bij steeds verder stijgende anodespanning de anodestroom gestadig toe, tot een betrekkelijk constante waarde wordt bereikt.

Uit fig. 341 blijkt, dat de anodespanning bij een anodestroom gelijk aan nul drie verschillende waarden kan hebben, namelijk $V_a = 0$, $V_a = V_{a1}$ en $V_a = V_{a2}$. Indien de anodespanning een van deze drie waarden heeft, zal bij het verbreken van de anodeleiding niets geschieden. In dat geval heeft men een „zwevende" anode, die zich uitsluitend in een van de drie beschreven stroomlooze toestanden kan bevinden, namelijk in dien, welke door de punten A, B of C wordt aangegeven.

Hiervan zijn de door A en C aangegeven punten stabiel, terwijl het door B aangegeven punt labiel is. Indien de anode zich namelijk in den toestand B bevindt, zal de geringste afwijking van den secundaire-emissiefactor ten gevolge hebben, dat de anodespanning naar 0 of V_{a2} verspringt. (Door een geringe vermindering van δ wordt de secundaire electronenstroom kleiner; de anode krijgt dus meer negatieve lading uit den primairen electronenstroom dan er door den secundairen electronenstroom af gaat en wordt dus minder positief. Hierdoor neemt δ verder af, waardoor ook de anodespanning weer afneemt, totdat deze ten slotte tot nul is gedaald. Indien δ daarentegen toeneemt, zal het omgekeerde geschieden en de anodespanning tot V_{a2} stijgen. In de toestanden A of C zal door een variatie van δ daarentegen niets gebeuren. In toestand C zal een toename van δ ten gevolge hebben, dat de anodespanning iets oploopt. In dit geval neemt echter de secundaire emissie door de toename van de anodespanning af, zooals het oploopen van de I_a/V_a karakteristiek met de anodespanning in dit anodespanningsgebied aanduidt. De anode wordt hierdoor weer minder positief en stelt zich op een nieuwe stabiele waarde van de potentiaal in. In toestand A zal een toename van δ eveneens het oploopen van de anodespanning veroorzaken. (In dit geval heeft echter de sterkere stijging van den primairen electronenstroom dan die van den secundairen electronenstroom een beperking van de anodespanningstoename ten gevolge.)

Als de zwevende anode zich in den toestand A bevindt (den zoogenaamden lagen toestand), kan deze door een spanningsstoot, die grooter is dan V_{a1}, in den toestand C (den zoogenaamden hoogen toestand) worden gebracht.

Men kan zich nu in plaats van een zwevende anode het oppervlak van een isolator denken. We zullen bijvoorbeeld de binnenzijde van den glazen ballon van een buis volgens fig. 340 beschouwen, waarvan de anode is verwijderd en het schermrooster g_2, dat op een hooge potentiaal (bijv. 150 V) is gebracht, als anode werkt. Doorgaans zal de secundaire-emissiefactor δ van een dergelijk glazen oppervlak reeds bij betrekkelijk lage spanningen (ca. 70 V) grooter zijn dan 1. In dit geval is de hooge toestand, die bijvoorbeeld door een spanningsstoot of door een geringen lekstroom van het schermrooster g_2 kan worden ingeleid, mogelijk. De potentiaal van den glazen wand stelt zich dan op een waarde in, die ongeveer gelijk is aan de schermroosterspanning V_{g2}. Het glas wordt dus voortdurend getroffen door de primaire electronen, die door de mazen van het schermrooster heen schieten, terwijl een even groot aantal secundaire electronen naar het schermrooster terug vloeit. In de practijk zal men zich in plaats van het schermrooster g_2

een anode moeten denken en zullen de glazen wand of andere isoleerende deelen zich door de electronen, die langs de anode heen schieten, opladen. Soms is de anode van metaalgaas vervaardigd en kunnen ook electronen door de mazen van het gaas schieten en den glazen wand treffen.

§ 2. Invloed van de oplading van isolatoren op de werking van de buizen

a) H.F. buizen, schakeleffect [1])

Bij hoogfrequentbuizen is het van belang, dat de inwendige weerstand zoo groot mogelijk is, dus dat de anodestroom bij varieerende anodespanning zoo constant mogelijk blijft. Indien nu secundaire emissie van den ballonwand of van isolatoren in de buis optreedt, zal in den toestand C de secundaire electronenstroom uit den isolator gelijk zijn aan den primairen electronenstroom naar den isolator. Deze primaire stroom verandert nu in het algemeen sterk met de spanning van den isolator of van den ballonwand, die ongeveer op dezelfde wijze als de anodespanning op en neer zal gaan. De secundaire electronenstroom, die naar de anode vloeit en die den electronenstroom uit de kathode vergroot, zal dus eveneens sterk van de anodespanning afhankelijk zijn. Dit heeft ten gevolge, dat ook de resulteerende electronenstroom naar de anode sterk van de anodespanning afhangt, hetgeen er op neer komt, dat de inwendige weerstand van de buis laag is geworden. Indien in de anodeketen een H.F. kring is opgenomen, zal deze door de verlaging van den inwendigen weerstand extra gedempt worden en zal de versterking van den H.F. trap dalen.
Men noemt dit verschijnsel het **schakeleffect,** daar deze extra demping verdwijnt, indien de anodespanning tijdelijk wordt afgeschakeld, zonder dat de gloeistroomtoevoer wordt verbroken. Door den toevoer van de anodespanning te verbreken wordt de glazen wand of de isolator namelijk in den lagen toestand gebracht, verdwijnt het secundaire-emissieverschijnsel en blijft de glazen wand of de isolator in dezen toestand tot hij door een of andere oorzaak opnieuw wordt opgeladen.

b) Eindbuizen, vervormingseffect

Een ander gevolg van het opladen van isolatoren en den binnenwand van den glazen ballon door een electronenbombardement is het ontstaan in eindbuizen van een in den luidspreker waarneembare vervorming (bijv. een knetterend of krassend geluid).

---

[1]) Zie ook J. L. H. Jonker, Philips Techn. Tijdschr. **3**, blz. 215—220.

Deze vervorming kan met behulp van een kathodestraaloscillograaf zichtbaar gemaakt worden en we krijgen dan bijv. een oscillogram, zooals in fig. 342 rechts is voorgesteld. Deze vervorming ontstaat voornamelijk bij groote geluidssterkten; haar ontstaan kan op de volgende wijze worden verklaard.

Bij de onderbreking van de anodetoevoerleiding van een buis, zooals in fig. 340 is aangegeven, zijn alleen de twee potentiaaltoestanden A en C mogelijk (zie fig. 341). De toestand C zal echter alleen kunnen optreden,

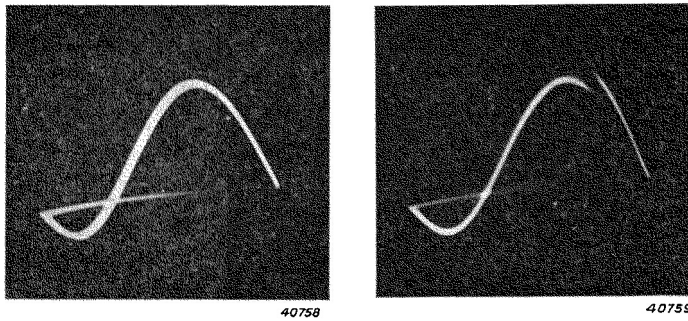


Fig. 342
Rechts: De onregelmatigheid, die bij een eindbuis ten gevolge van potentiaalsprongen van isolatoroppervlakken in de kromme van de anodespanning als functie van den tijd optreedt.
Links: Oscillogram van deze sinusvormige anodewisselspanning zonder dit effect.

zoolang de schermroosterspanning van de buis voldoende hoog is. Bij verlaging van de schermroosterspanning verdwijnt allengs het anodespanningsgebied met negatieven anodestroom, zoodat bij betrekkelijk lage schermroosterspanningen (zie in fig. 343 kromme a) voor $V_{g2} = 60$ V de anodestroom voor alle anodespanningen positief blijft. Dit is natuurlijk een gevolg van de geringere snelheid van de primaire electronen bij lage schermroosterspanningen en anodespanningen, die beneden de waarde van de schermroosterspanning liggen, waardoor het secundair emitteerend vermogen van het oppervlak van de anode is afge-

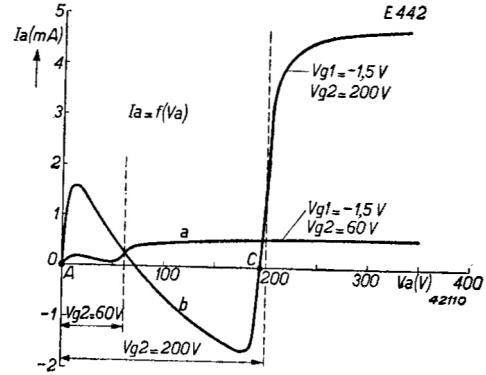


Fig. 343

I_a/V_a krommen van de buis van fig. 340 bij een schermroosterspanning van 60 V (kromme a) en bij een schermroosterspanning van 200 V (kromme b) (stuurroosterspanning $V_{g1} = -1{,}5$ V).

nomen. (Bij anodespanningen, die hooger zijn dan de schermroosterspanning, kunnen de secundaire electronen uit de anode niet tegen het veld tusschen schermrooster en anode oploopen en keeren ze dus weer naar de anode terug.) Denken we ons nu weer, zooals in het geval van het schakeleffect, de anode vervangen door het oppervlak van een isolator (glaswand, glasparel of mica), die zich in de nabijheid van een anode van een buis bevindt, en het schermrooster g_2 door de anode van een buis. Bij anodewisselspanningen met groote amplituden, zooals deze in eindbuizen bij sterke signalen optreden, zal het kunnen voorkomen dat, wanneer in de eene helft van de wisselspanningsperiode de anodegelijkspanning laag is, toestand C niet op kan treden (zie kromme a in fig. 343) en de isolatoren zich dus op de potentiaal van 0 volt moeten bevinden, terwijl in de andere helft van de wisselspanningsperiode de toestand C ook mogelijk is (zie kromme b in fig. 343). De potentiaaltoestand C kan bijvoorbeeld ontstaan door een spanningsstoot, die van de anode op het isolatoroppervlak capacitief wordt overgebracht.

We zien dus de mogelijkheid van een met de anodewisselspanning periodiek verspringen van de potentiaal van den ballonwand of het oppervlak van een of meer andere isoleerende deelen. Deze potentiaalsprongen kunnen nu capacitief weer het stuurrooster beïnvloeden en zoodoende, daar ze vele hoogere harmonischen doen ontstaan, de boven beschreven vervorming veroorzaken.

In het algemeen zal de spanningsstoot, die den glazen ballonwand van toestand A in toestand C brengt, ontstaan door een capacitieve spanningsdeeling van de anodewisselspanning via de capaciteiten van het oppervlak van den ballonwand naar de kathode en naar de anode. Is de capaciteit van de anode naar het oppervlak van den ballonwand groot t.o.v. de capaciteit van dit oppervlak naar de kathode, dan zal de spanningsstoot aan het oppervlak van den ballonwand groot zijn, en omgekeerd zal de spanningsstoot klein zijn, indien de capaciteit tusschen anode en ballonwand klein is t.o.v. de capaciteit tusschen ballonwand en kathode. Wanneer dit laatste het geval is, is het mogelijk, dat de toestand C niet bereikt kan worden en de vervorming dus niet optreedt. Daarom maakt men in buizen, zooals de EL 3, de EL 5 en de EL 6, de capaciteit tusschen het oppervlak van den ballonwand en de kathode opzettelijk groot door onder aan den ballon, aan den buitenkant, een gemetalliseerde rand aan te brengen, die met de kathode is verbonden.

§ 3. Middelen ter vermijding van het schakel- en van het vervormingseffect in de buis

Ten einde het schakeleffect in H.F. buizen en het vervormingseffect in eindbuizen te voorkomen, worden verschillende maatregelen genomen. In de eerste plaats ligt het voor de hand, den glazen wand van den ballon en/of de isolatoren in de buizen met een stof te bedekken, waarvan de secundaire-emissiefactor kleiner is dan 1. Hiervoor kan koolstof of wolfraamoxyde worden toegepast.

Verder moet ervoor worden gezorgd, dat een zoo gering mogelijk aantal primaire electronen uit het electrodensysteem tegen isoleerende deelen en den wand van den glazen ballon kan botsen. Bij de moderne buizen zonder kneep wordt ook om deze redenen, evenals dit vroeger ook wel werd gedaan, een kooi om het electrodensysteem aangebracht. Deze kooi ligt op dezelfde potentiaal als de kathode en voorkomt, dat secundaire electronen uit den glazen wand de anode kunnen bereiken. In het geval van secundaire emissie van den ballonwand kan men de potentiaalsprongen hiervan ook vermijden door den ballonwand van buiten te metalliseeren en deze metaallaag op een constante lage potentiaal te houden (bijv. op kathodepotentiaal). Bij H.F. buizen wordt daarmede vermeden, dat de potentiaal van den ballonwand zich in toestand C bevindt, tenzij er een lek ten gevolge van neerslag tusschen de anode en den ballonwand aanwezig is. Deze lekweerstand vormt dan met den lekweerstand tusschen den binnenwand van den ballon en de metalliseering een spanningsdeeler, die een hooge potentiaal van den binnenwand en zoodoende den toestand C ten gevolge kan hebben.

HOOFDSTUK XXXI

Voeding van de buizen

§ 1. De verschillende voedingsbronnen en de erbij toegepaste buizen

De voeding van de buizen in ontvangtoestellen kan op verschillende wijzen geschieden, al naar gelang de voedingsbronnen, die ter beschikking staan. Vroeger werden de gloeidraden van de buizen van een ontvangtoestel door een accumulator en de anoden en andere electroden door droge batterijen, de zoogenaamde anode- en roosterspanningsbatterijen, gevoed. De accumulatoren werden met regelmatige tusschenpoozen geladen, terwijl de droge batterijen door nieuwe werden vervangen, zoodra zij uitgeput waren.

Het vernieuwen van de droge batterijen was betrekkelijk kostbaar en omslachtig, en spoedig ontstonden, ter vervanging van de droge batterijen, zoogenaamde plaatspanningsapparaten voor aansluiting op wisselstroomnetten. De plaatspanningsapparaten bevatten een gelijkrichtbuis met een transformator en een afvlakinrichting. Dikwijls kon hiervan ook de roosterspanning door middel van hiertoe aangebrachte spanningsdeelers worden afgenomen. Bij de moderne indirect verhitte buizen is het mogelijk de gloeidraden met wisselstroom te voeden, zoodat wisselstroomtoestellen zoowel een plaatspanningsapparaat als een gloeistroomtransformator bevatten. Wisselstroombuizen worden met een lage gloeispanning gevoed, ten einde moeilijkheden in verband met brom te vermijden. Bij de oorspronkelijke indirect verhitte Philips buizen bedroeg deze spanning 4 V, bij de nieuwere buizen is zij 6,3 V. De gloeidraden van de indirect verhitte buizen worden in parallelschakeling op de secundaire van den gloeistroomtransformator aangesloten.

Sommige lichtnetten leveren nog gelijkstroom. Bij gelijkstroom is het niet mogelijk, de spanning voor verhitting van de kathode met behulp van een transformator omlaag te transformeeren en moeten de gloeidraden rechtstreeks uit het net worden gevoed. Om deze reden werden voor gelijkstroomnetten speciale, indirect verhitte buizen ontworpen; de gloeidraden hiervan zijn niet voor dezelfde spanning, maar voor denzelfden gloeistroom ontworpen. De gloeidraden worden in dat geval niet parallel, maar in serie geschakeld en in serie met een dienovereenkomstig berekenden weerstand rechtstreeks op het net aangesloten. Op deze wijze ontstonden de buizen met een gloeistroom van 180 mA en een gloeispanning van ca. 20 V (bijv. de B 2046 en B 2047). De behoefte deed zich echter spoedig gevoelen, toestellen voor gelijkstroomnetten ook op wisselstroomnetten te kunnen aansluiten. Hiervoor zijn verscheidene redenen aan te voeren.

Een ervan is, dat de bezitter van een gelijkstroomtoestel het op prijs zal stellen, bij het verhuizen naar een plaats, waar het lichtnet wisselstroom levert, zijn toestel te kunnen blijven gebruiken. In principe zou er geen bezwaar tegen zijn, de 180 mA buizen met wisselstroom te voeden. Daar de buizen zich voor dit doel echter minder goed leenden en bovendien nieuwe fabricagemethoden toepassing hadden gevonden, werd een nieuwe serie buizen voor serievoeding van de gloeidraden ontwikkeld, die zoowel met gelijkstroom als met wisselstroom konden worden gevoed. De gloeistroom van deze gelijkstroom-wisselstroombuizen bedroeg 200 mA, terwijl voor de typeaanduiding als eerste letter de C werd gekozen.

Ondertusschen ontstonden ook ontvangtoestellen voor auto's e.d. Daar de electrische installaties van auto's een accu als stroombron hebben, waarvan de spanning doorgaans 6,3 of 13 V bedraagt (3 of 6 loodcellen), werden buizen voor autoradiotoestellen ontworpen, waarvan de parallel geschakelde gloeidraden rechtstreeks op de batterij kunnen worden aangesloten. De anodespanning wordt hierbij verkregen door de lage batterijspanning op een hoogere gelijkspanning (250 V) om te vormen (triller- of motor-generatoromvormer). Het was aldus noodzakelijk buizen met een gloeispanning van 6,3 V en 13 V te ontwerpen. Een deel van de gelijkstroom-wisselstroombuizen van de C-serie kon zeer goed met de buizen voor 13 V accumulatoren worden gecombineerd, daar een groot gedeelte van de buizen uit deze serie voor een gloeispanning van 13 V bij een stroom van 200 mA was bestemd. Voor accumulatoren van 6,3 V werd een speciale serie buizen ontworpen, waarvan de gloeistroom het dubbele van dien der buizen uit de C-serie bedroeg om hetzelfde verhittingsvermogen ter beschikking te hebben. Door den vooruitgang van de buizentechniek was het ten slotte mogelijk het vereischte gloeistroomvermogen van een groot aantal typen buizen tot de helft te reduceeren. Op deze wijze ontstonden buizen met een gloeispanning van 6,3 V bij een gloeistroom van 200 mA. Deze buizen zijn, wat hun toepassing betreft, universeel, daar zij zoowel in wisselstroomtoestellen met gloeistroomtransformator en parallel geschakelde gloeidraden als in autoradiotoestellen kunnen worden toegepast. De gloeidraden van deze buizen kunnen bovendien in serie worden geschakeld en kunnen via een voorschakelweerstand rechtstreeks op het net worden aangesloten, zoodat deze buizen tevens geschikt zijn voor gelijkstroom-wisselstroomtoestellen met een gloeistroomketen van 200 mA. Dit zijn de roode „Miniwatt" buizen met de letter E als typeaanduiding. Eenige jaren geleden werden ook gelijkstroom-wisselstroombuizen met een gloeistroom van 100 mA in den handel gebracht, waarvan de gloeispanning overeenkomstig den lageren stroom hooger is. Deze buizen

zijn uitsluitend voor gelijkstroom-wisselstroomtoestellen bestemd en maken het mogelijk op het energieverbruik van het toestel aanmerkelijk te bezuinigen, daar de stroom in de gloeistroomketen 0,1 A kleiner is. (Bij een net van 220 V bedraagt de bezuiniging ten opzichte van een toestel met buizen van 200 mA dus 22 W.) De buizen van deze serie hebben als eerste letter van de typeaanduiding de letter U.

Voor een aantal buistypen is het vermogen van de universeele kathode (6,3 V, 200 mA) onvoldoende. Voor dergelijke typen zijn afzonderlijke uitvoeringen voor parallel- en voor serievoeding van de gloeidraden noodzakelijk. Dit is bijvoorbeeld het geval bij eindpenthoden, daar deze soort buizen een aanzienlijk gloeistroomvermogen noodig heeft. Zoo heeft de 9 W penthode EL 3 bij een gloeispanning van 6,3 V een gloeistroom van 0,9 A, terwijl het overeenkomende type CL 4 voor gelijkstroom-wisselstroomvoeding een gloeispanning van 33 V bij een gloeistroom van 200 mA heeft.

De EL 3 is dus uitsluitend voor wisselstroomtoestellen met gloeistroomtransformator geschikt, terwijl de CL 4 alleen voor toestellen, waarbij de gloeidraden in serie zijn geschakeld, in aanmerking komt. Buizen voor radiotoestellen moeten, wat stroomverbruik betreft, uiterst zuinig zijn, daar de accubatterij niet te zwaar mag worden belast. Daarom worden voor autoradiotoestellen speciale eindbuizen met een lagen gloeistroom en een betrekkelijk kleine steilheid vervaardigd.

De ontvangbuizen voor netaansluiting hebben de buizen voor batterijvoeding niet geheel kunnen verdringen. In vele gevallen is geen lichtnet ter beschikking en zal men zich moeten behelpen met toestellen, die door batterijen worden gevoed. Bovendien worden draagbare en koffertoestellen met batterijen gevoed. Voor dergelijke toestellen past men de zoogenaamde batterijbuizen toe. Het stroomverbruik van batterijbuizen moet uiterst gering zijn, opdat de gloeistroomaccumulator niet al te dikwijls behoeft te worden geladen en de kostbare anodebatterijen niet te vaak behoeven te worden vernieuwd.

Oorspronkelijk werden deze buizen voor een gloeispanning van 4 V vervaardigd. Het bleek echter, dat met een spanning van 2 V gunstiger eigenschappen konden worden verkregen, zoodat nieuwe batterijbuizen voor een gloeispanning van 2 V werden gemaakt; hiervan werd de gloeispanning aan de accumulatorspanning van 2 V aangepast. Dit waren buizen, waarvan het typenummer met de letter K begint (K = 2 V gloeispanning).

Ten slotte ging men er toe over buizen te construeeren, die voor gloeistroomvoeding door middel van een droge batterij geschikt zijn. Tot voor korten tijd werden droge batterijen voor dit doel niet of bijna niet gebruikt, daar ze boven een bepaalde stroomafname zeer oneconomisch

in het gebruik zijn. De practijk heeft uitgewezen, dat boven een stroomafname van ongeveer 250 mA de accumulator voordeeliger is dan de droge batterij, terwijl bij een lagere stroomafname dan de bovengenoemde de levensduur van de droge batterij zoodanig is, dat men de gloeistroomvoeding zonder bezwaren door een droge batterij kan doen geschieden. In dit geval biedt de droge batterij aanzienlijke voordeelen boven de accumulator, daar deze laatste geregeld opgeladen en het zuurgehalte ervan gecontroleerd moet worden, hetgeen niet alleen deskundige hulp vereischt, maar bovendien kosten medebrengt. Daarenboven is de droge batterij veel handiger voor draagbare ontvangers, daar zij geen zuur kan verliezen. De ontwikkeling van een nieuwe techniek van gloeidraad- en buisconstructie veroorloofde buizen met uiterst lagen gloeistroom te maken, waarbij de buiseigenschappen, zooals steilheid en uitgangsvermogen (bij eindbuizen), niet onderdoen voor de waarden, die met buizen voor voeding door accumulatoren worden bereikt.

De spanning, die een droge batterij gedurende een groot gedeelte van haar levensduur geeft, is ongeveer 1,4 V, zoodat de buizen voor gloeistroomvoeding door een droge batterij voor deze waarde van de gloeispanning werden ontworpen. De Philips buizen, die voor voeding door droge batterijen op de markt worden gebracht, hebben als eerste letter in de typeaanduiding de D (D = 1,4 V gloeispanning). Sommige van deze buizen hebben een gloeistroom van slechts 25 mA, andere typen 50 mA en meer.

Voor woningen, die niet op het lichtnet zijn aangesloten, zijn nog wel andere oplossingen mogelijk, die echter door hun kostbaarheid minder worden toegepast. Zoo is het mogelijk ontvangtoestellen te voeden uit een groote accubatterij, welke bijvoorbeeld wordt geladen door een generator, die door den wind of door een benzinemotor wordt gedreven.

§ 2. **Voeding van wisselstroomtoestellen**

Voor het voeden van ontvangbuizen heeft men de volgende spanningen noodig:

a) gloeispanning;

b) anodespanning (positieve gelijkspanning t.o.v. de algemeene minleiding);

c) spanningen voor andere stroomvoerende electroden, bijvoorbeeld schermroosterspanning (positieve gelijkspanningen t.o.v. de algemeene minleiding);

d) stuurroosterspanningen (negatieve gelijkspanningen t.o.v. de algemeene minleiding).

Fig. 344 geeft een principeschema van de voeding van een wisselstroomontvangtoestel.

a) Gloeispanning

Zooals reeds werd gezegd, worden de gloeidraden van alle wisselstroom-versterkingsbuizen, zoowel van de indirect als van de eventueel direct verhitte (eindbuizen), parallel geschakeld en doorgaans op een gemeenschappelijke gloeistroomwikkeling van den netspanningstransformator aangesloten. De gloeispanning van alle buizen moet dus gelijk

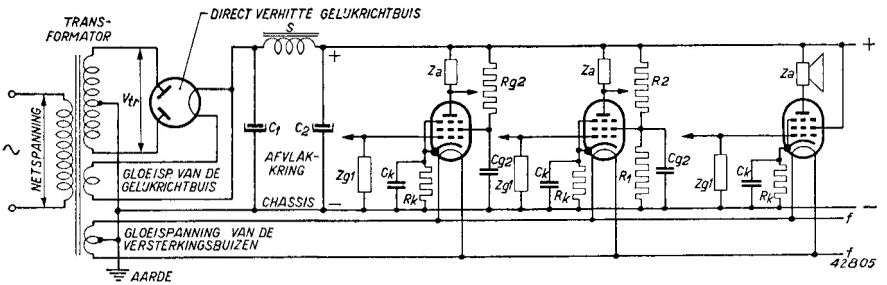


Fig. 344
Principieele schakeling voor voeding van een ontvangtoestel met nettransformator en direct verhitte gelijkrichtbuis.

zijn. In verband met het feit, dat het gloeistroomvermogen van de verschillende buizen onderling uiteenloopt (eindbuizen hebben doorgaans een grooter gloeistroomvermogen noodig dan H.F. buizen), is de gloeistroom, al naar het type van de buis, verschillend. De totale gloeistroom is gelijk aan de som van de gloeistroomen van de verschillende buizen. Indien men buizen voor verschillende gloeispanningen toepast, bijvoorbeeld buizen voor 6,3 V en voor 4 V, moet voor elke gloeispanning een afzonderlijke gloeistroomwikkeling aanwezig zijn of dient de wikkeling voor 6,3 V voorzien te zijn van een aftakking voor 4 V. Bij toepassing van de direct verhitte eindtriode AD 1 in combinatie met 6,3 V buizen, verdient het aanbeveling, voor de direct verhitte buis een afzonderlijke gloeistroomwikkeling aan te brengen, daar de schakeling voor de automatische negatieve roosterspanning op deze wijze gemakkelijk kan worden verwezenlijkt. Doorgaans wordt de middenaftakking van de gloeistroomwikkeling van de versterkingsbuizen aan aarde gelegd. Dit is het veiligst in verband met den brom.

b) **Anodespanning**

Zooals in hoofdstuk XVIII reeds werd uiteengezet, wordt de wisselspanning van het net bij wisselstroomvoeding door een gelijkrichtbuis gelijkgericht. De gelijkgerichte spanning wordt afgevlakt en naar de anode-impedanties van de verschillende buizen gevoerd. Zoowel direct als indirect verhitte gelijkrichtbuizen komen in aanmerking, maar men past meestal direct verhitte buizen toe. Daar de gloeidraad (kathode) van een direct verhitte gelijkrichtbuis met de positieve pool van de gelijkgerichte wisselspanning verbonden is, kan hij niet door de gloeistroomwikkeling voor de versterkingsbuizen worden gevoed.
Bij de indirect verhitte gelijkrichtbuizen zou dit in principe wel mogelijk zijn; de kathoden van de versterkingsbuizen hebben echter ongeveer de potentiaal van het chassis (negatieve pool van de anodegelijkspanning). Met het oog hierop wordt, zooals boven reeds werd vermeld, de gloeistroomwikkeling geaard, hetzij aan een middenaftakking of aan een van de einden. Zou men nu den gloeidraad van de indirect verhitte gelijkrichtbuis ook op deze wikkeling aansluiten, dan zou de spanning tusschen gloeidraad en kathode van de gelijkrichtbuis een ontoelaatbaar hooge waarde aannemen. Bij indirect verhitte gelijkrichtbuizen moet de voeding van den gloeidraad dus, evenals bij direct verhitte gelijkrichtbuizen, door een afzonderlijke gloeistroomwikkeling geschieden, die in dit geval met de kathode wordt verbonden (zie fig. 345). Daar dus voor de ontvangbuizen en voor de gelijkrichtbuis gescheiden gloeistroomwikkelingen noodig zijn, is het mogelijk, een gelijkrichtbuis toe te passen, waarvan de gloeispanning afwijkt van die der versterkingsbuizen, ten minste als de gloeistroomwikkeling dienovereenkomstig wordt gedimensionneerd.
Doorgaans wordt de wisselspanning van het net getransformeerd alvorens te worden gelijkgericht. De spanning van de secundaire van den transformator heeft dan een zoodanige waarde, dat de gelijkgerichte spanning, na te zijn afgevlakt, bij de belasting, die door de buizen wordt gevormd, bij ontvangtoestellen ca. 250—300 V bedraagt. Deze spanning moet zoodanig worden gekozen, dat tusschen de anode en de kathode van de eindbuis de juiste span-

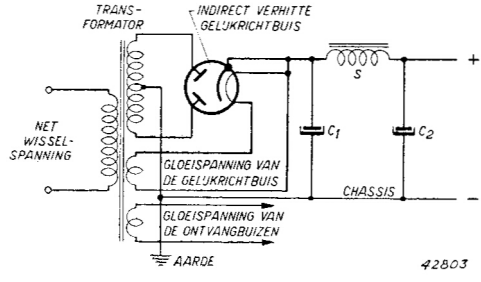


Fig. 345
Schakeling van een indirect verhitte gelijkrichtbuis in het voedingsgedeelte van een wisselstroomontvangtoestel.

ning voor de gunstigste werking komt te staan. Hierbij moet men rekening houden met den spanningsval in den uitgangstransformator en dien in den kathodeweerstand voor de automatische negatieve roosterspanning. Veelal worden de anodespanningen van de versterkingsbuizen, die aan de eindbuis voorafgaan, nog extra afgevlakt door speciale filters. Deze filters bestaan dan uit een serieweerstand met een condensator (zie fig. 346) en hebben in de eerste plaats ten doel, den nog aanwezigen rimpel uit te filteren en, in de tweede plaats, terugwerking tusschen de verschillende ontvangbuizen, via de gemeenschappelijke anodevoedingsleiding, te voorkomen.

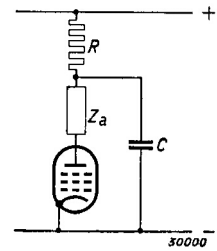


Fig. 346
Extra afvlakking van de anodegelijkspanning van een buis door een RC-keten.

c) Spanningen voor de andere stroomvoerende electroden

De andere stroomvoerende electroden van ontvangbuizen met meer dan één rooster worden door positieve spanningen gevoed, die van het plaatspanningsgedeelte kunnen worden afgenomen. Het betreft hier in de meeste gevallen schermroosters. Bij H.F. en L.F. versterkingsbuizen is de schermroosterspanning doorgaans lager dan de anodespanning en moet de voedingsspanning dienovereenkomstig worden verlaagd. Dit kan geschieden door middel van spanningsdeelers (zie fig. 347) of met behulp van serieweerstanden (zie fig. 348). Een spanningsdeeler of een serieweerstand werkt tevens als afvlakinrichting, daar het schermrooster steeds door een capaciteit voor de voorkomende wisselspanningen voldoende geaard dient te zijn; anders zouden aan het schermrooster wisselspanningen ontstaan, waardoor de anodestroom, die door het stuurrooster wordt gestuurd, in tegengestelde richting zou worden beïnvloed.

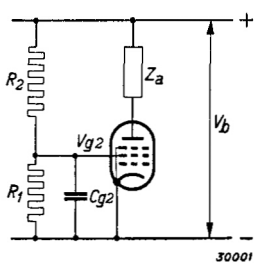


Fig. 347
Voeding van een schermrooster door middel van een spanningsdeeler.

Eindbuizen hebben voor het schermrooster en voor de anode doorgaans dezelfde spanning noodig. Het schermrooster wordt dan rechtstreeks op de anodevoedingsleiding aangesloten. Bij steile eindpenthoden moet echter een kleine weerstand in de schermroosterleiding worden opgenomen, en wel zonder condensator, ten einde het ontstaan van hoogfrequente trillingen door zelfexcitatie van de buizen te onderdrukken. (Om dezelfde reden dient in serie met het stuurrooster van deze buizen een weerstand te worden opgenomen.) In

verband met den spanningsval in den uitgangstransformator zal de schermroosterspanning hooger worden dan de anodespanning.
Indien het schermrooster van een buis door een spanningsdeeler wordt gevoed, zal men de schermroosterspanning V_{g2} met behulp van de volgende formule (zie ook fig. 347) op gemakkelijke wijze kunnen berekenen:

$$V_{g2} = V_b \frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_{g2} \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}.$$

Van de nieuwere buizen worden steeds krommen gepubliceerd, waaruit men den schermroosterstroom als functie van de schermroosterspanning bij verschillende negatieve roosterspanningen kan aflezen. Deze krommen kunnen voor het berekenen van de schermroosterspanning worden gebruikt.

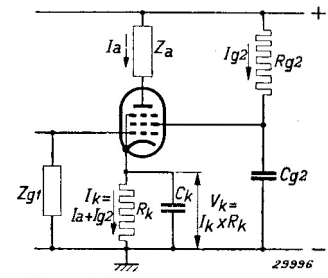


Fig. 348
Voeding van een schermrooster door middel van een serieweerstand.

d) **Negatieve roosterspanningen**

De indirect verhitte kathode van de wisselstroombuizen maakt het mogelijk, de negatieve roosterspanning automatisch op te wekken. Indien men namelijk tusschen de kathode en de minleiding van het voedingsgedeelte een weerstand opneemt, zal de kathodestroom ten gevolge hebben, dat een spanningsval over dezen weerstand ontstaat. Deze kathodestroom wordt gevormd door de som van de stroomen naar alle electroden (bij oscillatorbuizen kan ook de roosterstroom in rekening worden gebracht, voor zoover hij door den kathodeweerstand vloeit). De spanningsval in den kathodeweerstand heeft ten gevolge, dat de kathode positief wordt ten opzichte van de minleiding (chassis). Is het rooster nu via een roosterimpedantie galvanisch met de minleiding verbonden, dan krijgt het de potentiaal van de minleiding; het rooster is dan dus even sterk negatief ten opzichte van de kathode als de kathodespanning positief is t.o.v. de minleiding. In de meeste gevallen wordt de kathode door een condensator overbrugd, zoodat deze hoog-, midden- en laagfrequent is geaard. Ter bepaling van de negatieve roosterspanning, die bij een bepaalden kathodeweerstand ontstaat, kan men bij trioden de I_a/V_g karakteristiek gebruiken, indien men hierin de rechte lijn teekent, die de door den kathodeweerstand bepaalde betrekking tusschen stroom en spanning aangeeft. De negatieve roosterspanning wordt dan door het snijpunt van de weerstandslijn met de I_a/V_g karakteristiek (zie fig. 349) bepaald. Bij buizen met

meer dan één rooster moet men het snijpunt van de weerstandslijn bepalen met de kromme $I_{tot} = f(V_{g1})$.

Voor eindbuizen wordt de negatieve roosterspanning dikwijls van de afvlakketen van den anodespanningsgelijkrichter afgetakt. Het afvlakkende element (smoorspoel of weerstand) wordt dan in de minleiding geschakeld (zie fig. 350). Ten einde de juiste roosterspanning te verkrijgen, moet men dikwijls de negatieve roosterspanning van een aftakking aan deze smoorspoel of weerstand (zie bijv. punt C in fig. 350) afnemen. Met behulp van een afvlakketen, die uit een weerstand met een condensator bestaat (R_3C_3), wordt de rimpel in de gelijkspanning tusschen de punten b en c afgevlakt.

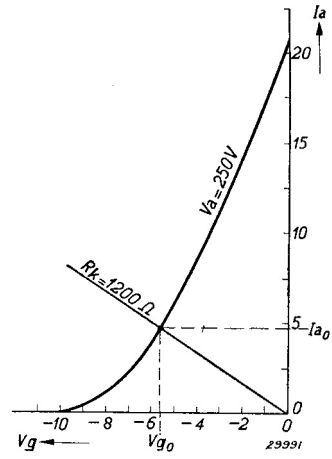


Fig. 349
Bepaling van de negatieve roosterspanning van een triode bij een gegeven kathodeweerstand, met behulp van een weerstandslijn en de I_a/V_g karakteristiek.

§ 3. Voeding van gelijkstroom-wisselstroomtoestellen

Figuur 351 geeft een principieele schakeling voor de voeding van gelijkstroom-wisselstroomtoestellen.

a) Gloeidraadvoeding

Doordat geen nettransformator aanwezig is, worden de gloeidraden van de buizen in serie met een voorschakelweerstand (R_2 in fig. 351) tusschen de beide polen van het net in serie geschakeld. De gloeidraad van de indirect verhitte gelijkrichtbuis wordt eveneens in deze keten opgenomen. Indien schaalverlichtingslampjes worden toegepast, worden deze doorgaans eveneens in de gloeistroomketen geschakeld. De totale spanning over de gloeidraden is gelijk aan

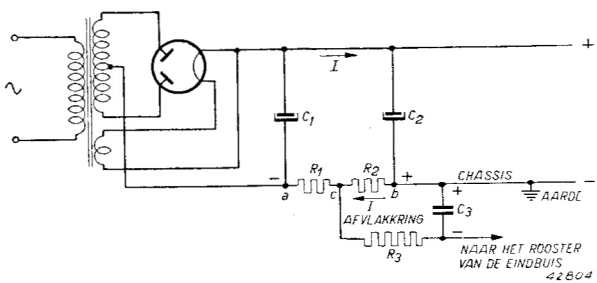


Fig. 350
Aftakking van de negatieve roosterspanning voor de eindbuis van den afvlakweerstand in de negatieve terugvoerleiding van het voedingsgedeelte. Indien de kathodestroom van de eindbuis meer dan 50% bedraagt van den totalen stroom I door ($R_1 + R_2$), spreekt men van halfautomatische negatieve roosterspanning van de eindbuis.

de som van de gloeispanningen der afzonderlijke buizen. Het verschil tusschen deze spanning en de netspanning moet door den serieweerstand R_2 worden opgenomen.

α) Volgorde van de gloeidraden

Het chassis is rechtstreeks met een pool van het net verbonden en wordt, via een condensator C, aan aarde gelegd. De gloeistroomketen begint bij deze pool en eindigt bij den weerstand R_2. Het is nu duidelijk, dat de gloeidraden, die ver van het chassis zijn geschakeld, groote wisselspanningen ten opzichte van het chassis, dus ook ten opzichte

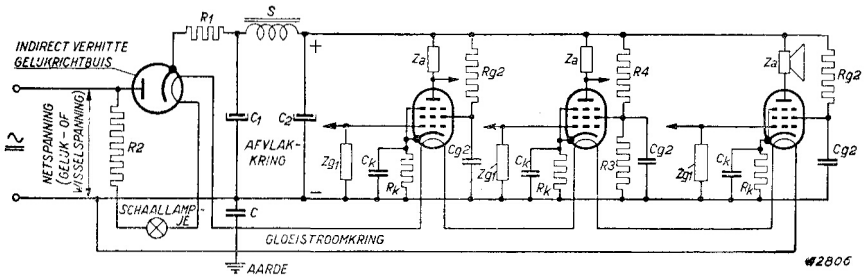


Fig. 351

Principieele schakeling van de voeding van een gelijkstroom-wisselstroomtoestel. In plaats van den weerstand R_2 in serie met de in serie geschakelde gloeidraden, wordt een stroomregulatorbuis (ijzer-waterstofweerstand) aanbevolen. In dit principieele schema wordt nog geen rekening gehouden met de juiste volgorde van de gloeidraden der afzonderlijke buizen.

van hun kathoden hebben. Dientengevolge moet niet alleen de isolatie tusschen gloeidraad en kathode zeer goed zijn, maar bestaat tevens gevaar, dat deze wisselspanningen capacitief op het stuurrooster worden overgedragen, of op een andere wijze op den loop der electronen in de buis van invloed zijn en zoodoende aanleiding geven tot brom, die rechtstreeks als bromwisselspanning op het rooster kan worden uitgedrukt.

Het is duidelijk, dat deze bromspanningen bij L.F. buizen direct met de laagfrequente spanningen worden vermengd en een storenden bromtoon in den luidspreker veroorzaken. Ook bij dioden en andere detectorbuizen zal de bromspanning zich met de L.F. spanningen vermengen. Bij H.F. of M.F. buizen zal de bromtoon daarentegen uitsluitend door brommodulatie kunnen ontstaan. Indien deze buizen, wat brommodulatie betreft, een gunstige karakteristiek hebben, zal deze brom uiterst zwak

zijn. Bij mengbuizen is de kans op brommodulatie iets grooter, daar deze hierbij op tweeërlei wijze kan ontstaan, en wel door de kromming van de karakteristiek en door den oscillator.
In verband met het bovenstaande zal men de gloeidraden van de L.F. buizen en detectorbuizen het dichtst bij het chassis schakelen, vervolgens de gloeidraad van de mengbuis en ten slotte de gloeidraden van de H.F. en M.F. buizen. Voor de schakeling van den gloeidraad van de eindbuis gelden bijzondere overwegingen. In de eerste plaats is de versterking achter het rooster zeer gering, zoodat het gevaar voor brom zeer klein is; in de tweede plaats heeft deze buis doorgaans een grootere gloeispanning noodig, zoodat de buizen, waarvan de gloeidraden achter dien van de eindbuis zijn geschakeld, aan een veel hoogere bromspanning zijn blootgesteld. Daarom worden de eindbuis en de gelijkrichtbuis als laatste buizen (gerekend van het chassis af) in de gloeistroomketen opgenomen.
De gelijkrichtbuizen van de gelijkstroom-wisselstroomserie kunnen piekspanningen met een maximale waarde van 300 V tusschen kathode en gloeidraad verdragen. Doordat tusschen de kathode en den gloeidraad hiervan, behalve de volledige, gelijkgerichte spanning, nog een aanzienlijke wisselspanning met de netfrequentie (de spanning tusschen den gloeidraad en het chassis) staat, zouden, onder bepaalde omstandigheden, te hooge piekspanningen tusschen deze electroden kunnen ontstaan. Het verdient daarom dikwijls aanbeveling den gloeidraad van de gelijkrichtbuis als voorlaatste en den gloeidraad van de eindbuis als laatste in de gloeistroomketen op te nemen.
Doorgaans is de aanbevolen volgorde van de gloeidraden: chassis — detectorbuis — L.F. versterkingsbuis — mengbuis — H.F. versterkingsbuis — M.F. versterkingsbuis — eindbuis — gelijkrichtbuis — voorschakelweerstand of stroomregulatorbuis — tweede netpool. Volgens het bovenstaande zal de volgorde: eindbuis — gelijkrichtbuis eventueel moet worden omgekeerd.

β) Overbelasting van de gloeidraden door schommelingen van de netspanning

De spanning van de lichtnetten is meestal niet constant en aan schommelingen onderhevig. Doorgaans zullen de spanningsschommelingen 10% plus of minus niet overschrijden; bij zeer slechte netten kunnen schommelingen van 15% of meer voorkomen. Dit beteekent, dat de netspanning bij een nominale waarde van 220 V bij schommelingen van 10% tusschen 198 en 242 V en bij schommelingen van 15% tusschen 187 en 253 V kan varieeren. Bij goede netten zijn deze schommelingen echter aanmerkelijk kleiner. De gloeidraden van de buizen kunnen door

zeer groote schommelingen van de netspanning overbelast worden en daardoor schade ondervinden.

De invloed van spanningsschommelingen is bij serieschakeling van de gloeidraden en toepassing van een voorschakelweerstand grooter dan bij parallelschakeling en voeding door een gloeistroomtransformator.

De inwendige weerstand van den transformator kan in dat geval worden verwaarloosd. Indien de spanning aan de klemmen van den gloeidraad 10% toeneemt, zal de gloeistroom niet 10% toenemen, doch veel minder, daar de weerstand van den gloeidraad bij stijgende temperatuur toeneemt. In fig. 352 wordt de gloeistroom gegeven als functie van de gloeispanning, en hieruit blijkt, dat met een 10% grootere gloeispanning een slechts 5% grootere gloeistroom overeenkomt.

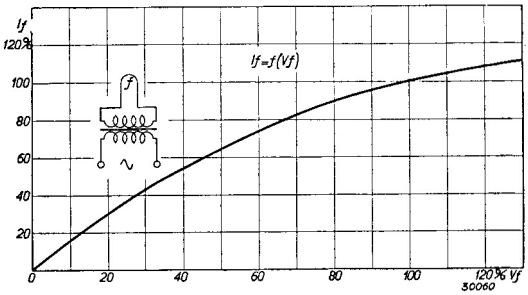


Fig. 352

Kromme, waardoor de gloeistroom in % van de nominale waarde wordt voorgesteld als functie van de gloeispanning in % van de nominale waarde van een indirect verhitte buis.

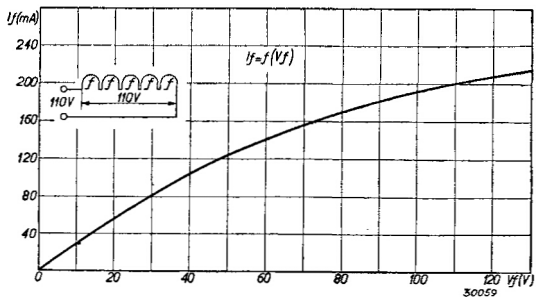


Fig. 353

Kromme, waardoor de gloeistroom als functie van de gloeispanning (netspanning) wordt gegeven, van een rechtstreeks op het net aangesloten gloeistroomketen van buizen, waarvan de gloeidraden zonder voorschakelweerstand in serie zijn geschakeld.

Voor het geval, dat de buizen in serie zijn geschakeld, geldt fig. 353. Indien in de gloeistroomketen echter een serieweerstand is opgenomen, zal de weerstandswaarde ervan bij oploopende spanning niet toenemen. De totale weerstand neemt dus minder toe dan het geval zou zijn, indien de gloeistroomketen uitsluitend uit gloeidraden zou bestaan; de gloeistroom neemt dus sterker toe. Fig. 354 geeft een grafiek ter bepaling van deze gloeistroomvariaties voor een onder- en een overspanning van 10%. In dit voorbeeld zal een toeneming van de spanning met 10% ten gevolge hebben, dat de stroom met 7½% toeneemt. Hoe grooter de vaste weerstand is ten opzichte van den weerstand, die door de in serie geschakelde gloeidraden wordt gevormd, des te grooter zullen de stroomvariaties zijn.

Het is duidelijk, dat reeds betrekkelijk kleine netspanningsschommelingen een niet te verwaarloozen over- of onderbelasting van de buizen kunnen veroorzaken.

Stroomregulatorbuizen maken het mogelijk, den stroom in een bepaald spanningsgebied binnen zeer nauwe grenzen constant te houden, doordat de weerstand van zulk een buis bij oploopenden stroom uiterst snel toeneemt.

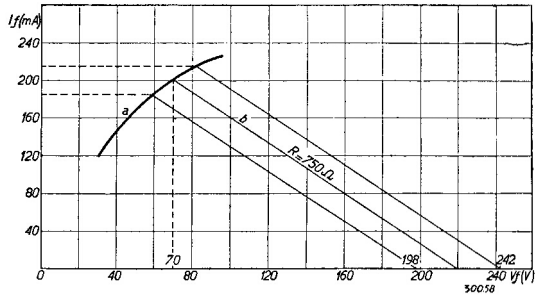


Fig. 354
Grafische bepaling van de gloeistroomveranderingen van in serie geschakelde buizen met een voorschakelweerstand bij een over- en een onderspanning van het net van 10%.

γ) Stroomstooten bij het inschakelen van den gloeistroom

Indien de gloeidraden bij het inschakelen van de gloeistroomketen koud zijn, hebben zij een zeer lagen weerstand, bij benadering 1/7 tot 1/10 van den weerstand bij den normalen stroom, zoodat op dat oogenblik een sterke stroomstoot ontstaat. Deze stroomstoot schaadt de gloeidraden niet en heeft ten gevolge, dat de buizen snel op temperatuur komen. Indien een voorschakelweerstand in de gloeistroomketen wordt opgenomen, begrenst hij den stroomstoot bij het inschakelen, zoodat de buizen minder snel op temperatuur komen. Is een stroomregulatorbuis in de gloeistroomketen opgenomen, dan zal de weerstand van deze buis in den beginne ook laag zijn en geleidelijk met het op temperatuur komen toenemen, zoodat bij aanwezigheid van een regulatorbuis eveneens een sterke stroomstoot zal ontstaan. Deze is echter slechts van korten duur, daar een regulatorbuis zeer snel warm wordt. Een regulatorbuis kan echter niet steeds in plaats van een voorschakelweerstand worden gebruikt, daar het regelingsgebied van deze buizen beperkt is. Indien de laagste spanning over de buis bijv. 80 V bedraagt, zal de stroom tot een spanning van ca. 200 V over de buis

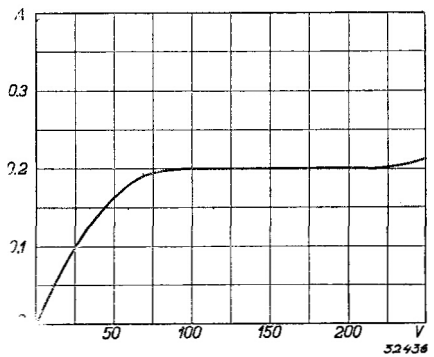


Fig. 355
Stroom-spanningskarakteristiek van een stroomregulatorbuis voor 200 mA.

constant kunnen worden gehouden. Bij hoogere spanningen neemt de stroom snel toe, tot de weerstandsdraad doorbrandt (zie fig. 355, welke de stroom-spanningskarakteristiek van een stroomregulatorbuis toont). Indien de spanningsval in den voorschakelweerstand klein is ten opzichte van dien in de warme gloeistroomketen, zal een regulatorbuis met een lage onderste spanningsgrens bij het inschakelen van de koude buizen doorbranden, indien zulk een buis in plaats van den voorschakelweerstand wordt toegepast, daar de spanning over de buis bij inschakelen dan aanmerkelijk hooger wordt dan de bovenste spanningsgrens.
Wordt een schaalverlichtingslampje in de gloeistroomketen opgenomen, dan zal de gloeidraad van dit lampje door den stroomstoot bij het inschakelen zwaar worden belast. Daarom moet dan ook, hetzij een speciaal voor dit doel vervaardigd lampje worden toegepast, dan wel ervoor worden gezorgd, dat de stroom wordt begrensd. Bij toepassing van een regulatorbuis wordt de stroomstoot bij het inschakelen reeds aanmerkelijk verkort, zoodat het risico van doorbranden dan kleiner is. Voor een stroombegrenzing van langeren duur kunnen regulatorbuizen met een begrenzingsweerstand worden toegepast. Een dergelijke weerstand heeft een negatieve weerstandskarakteristiek, d.w.z. de weerstand ervan neemt af, als de temperatuur stijgt. De weerstand in kouden toestand is zeer hoog en in warmen toestand laag. Bij het inschakelen van de koude buizen wordt de gloeistroomketen voornamelijk door den begrenzingsweerstand gevormd en het electrische vermogen hierin in warmte omgezet. Hierdoor neemt de weerstand ervan af, maar de tijd, dien de begrenzingsweerstand noodig heeft om op temperatuur te komen, is voldoende om den weerstandsdraad van de regulatorbuis te verwarmen, zoodat hij de geheele overspanning ten gevolge van de nog te koude buizen opneemt, als de weerstand van den begrenzingsweerstand laag is geworden. Een schaalverlichtingslampje in de gloeistroomketen zal dan niet zoo spoedig worden overbelast, en het is in dat geval niet beslist noodzakelijk, een bijzonder verlichtingslampje toe te passen, dat groote stroomstooten kan verdragen.

b) **Anodespanning**

Voor de anodevoeding van gelijkstroomtoestellen is uiteraard geen gelijkrichtbuis noodzakelijk. Men kan de gelijkspanning van het net dan rechtstreeks voor voeding van de anoden gebruiken. Het verdient echter aanbeveling, de gelijkspanning van het net in dit geval toch door een afvlakketen af te vlakken, daar hierop dikwijls nog storende wisselspanningen zijn gesuperponeerd. Voor de afvlakking kunnen geen electrolytische condensatoren worden toegepast, daar deze bij verkeerde

aansluiting van het net (verwisseling van den positieven en den negatieven pool) zouden worden beschadigd.

Toestellen voor gelijk- en wisselstroomaansluiting moeten uiteraard van een gelijkrichter zijn voorzien. Als gelijkrichter komt alleen een enkelfasige buis in aanmerking, die indirect verhit dient te zijn, daar haar gloeidraad in serie met de gloeidraden van de ontvangbuizen wordt geschakeld. Bij voeding met wisselstroom wordt deze door de buis gelijkgericht. Deze gelijkgerichte stroom kan op de gebruikelijke wijze door twee electrolytische condensatoren en een smoorspoel worden afgevlakt. Bij gelijkstroomvoeding werkt de gelijkrichtbuis als ventiel. Indien de netpool van fig. 351, die met de anode van de gelijkrichtbuis is verbonden, positief is, vloeit stroom door de buis; is hij negatief, dan wordt de stroom door de buis versperd. Het is in dit geval wel mogelijk electrolytische condensatoren toe te passen, daar deze door de ventielwerking van de gelijkrichtbuis niet foutief gepolariseerd kunnen worden.

Door het ontbreken van een nettransformator kunnen storingen uit het net veel gemakkelijker in het toestel doordringen. Deze moeten eventueel door smoorspoelen in de toevoerleiding van het net worden tegengehouden. Verder dient voor een doelmatige afvlakking van de anodespanning te worden gezorgd. De spanningsval hierin mag slechts uiterst klein zijn, opdat bij netten met een lage spanning een zoo hoog mogelijke anodespanning ter beschikking staat.

De afvlaksmoorspoel dient in de positieve leiding te worden opgenomen. Indien zij in de negatieve leiding zou worden geschakeld, zouden de kathoden van alle buizen en het chassis niet meer rechtstreeks met een pool van het net zijn verbonden, hetgeen aanleiding kan geven tot het ontstaan van brom.

Bij gelijkstroomvoeding is de gelijkspanning, die ter beschikking staat, doorgaans lager dan bij wisselstroomvoeding uit een net met dezelfde spanning. Bij wisselstroom wordt de reservoircondensator van den gelijkrichter tot iets minder dan de topwaarde van de wisselspanning opgeladen, zoodat de gemiddelde waarde van de spanning op dezen condensator hooger kan liggen dan bij gelijkstroom.

De gelijkrichtbuizen voor gelijkstroom-wisselstroomtoestellen hebben een lagen inwendigen weerstand, ten einde bij een lage netspanning een zoo hoog mogelijke anodespanning te verkrijgen. Indien de inwendige weerstand van de gelijkrichtbuis hoog zou zijn, zou de spanning, tot welke de reservoircondensator van den gelijkrichter wordt opgeladen, en zoodoende ook de geleverde gelijkspanning, laag zijn. Volgens het bovenstaande kan bij een hooge netspanning (bijv. 220 V) de gemiddelde gelijkspanning op den reservoircondensator bij wisselstroomvoeding

hooger zijn dan bij gelijkstroomvoeding. In verband hiermee is het dikwijls gewenscht, in serie met den gelijkrichter een weerstand op te nemen (R_1 in fig. 351). Deze weerstand veroorzaakt bij aansluiting op gelijkspanning een veel lageren spanningsval dan bij aansluiting van den gelijkrichter op wisselspanning, daar de gelijkstroom bij aansluiting op gelijkspanning gelijkmatig blijft vloeien en de stroomstooten voor het opladen van den condensator komen te vervallen. Daardoor kan de anodespanning van de buizen bij gelijk- en wisselstroomvoeding beter dezelfde waarde hebben. Verder kan deze weerstand uit een ander oogpunt beslist noodzakelijk zijn, namelijk ten einde de stroomstooten voor het opladen van den condensator te begrenzen, daar deze anders de kathode van den gelijkrichter kunnen beschadigen, vooral bij toepassing van groote reservoircondensatoren en hooge netspanningen. De uit dit oogpunt onder verschillende omstandigheden vereischte serieweerstanden worden in de publicatiegegevens van de gelijkrichtbuizen vermeld.

c) Omschakeling bij verandering van netspanning

Daar de netten, waarop de gelijkstroom-wisselstroomtoestellen worden aangesloten, niet alleen wat betreft de stroomsoort (gelijkstroom of wisselstroom) verschillen, maar ook wat betreft de spanningen, dient in vele gevallen te worden voorzien in de mogelijkheid van aansluiting op verschillende netspanningen. Bij wisselstroomtoestellen met transformator kan de omschakeling voor aansluiting op verschillende netspanningen door aftakkingen van de primaire worden verwezenlijkt. Bij gelijkstroom-wisselstroomtoestellen is deze mogelijkheid niet aanwezig, daar bij deze toestellen de nettransformator ontbreekt. Een eenvoudige aanpassing van het toestel aan verschillende waarden van de netspanning bestaat hierin, dat men het toestel voor bijv. 110 V construeert en bij een hoogere spanning een voorschakelweerstand in de netleiding opneemt. Hierdoor wordt echter vrij veel vermogen verspild (in warmte omgezet), en daar netten met hoogere spanning bovendien belangrijk meer voorkomen dan netten met lage spanning, wordt deze methode weinig toegepast.

De verandering van de netspanning heeft twee gevolgen:

1) de spanning over de gloeistroomketen verandert;

2) de anodegelijkspanning krijgt een andere waarde.

Ten gevolge van punt 1) is het noodzakelijk een anderen voorschakel-

weerstand in de gloeistroomketen op te nemen. Indien een stroomregulatorbuis in de gloeistroomketen is opgenomen, zal deze buis, ook bij een groote verandering van de spanning door aansluiting op een ander net, den gloeistroom in enkele gevallen nog op de juiste waarde regelen. Doorgaans is de verandering van de spanning echter zoo groot en worden zoodanige buizen toegepast, dat de regulatorbuis moet worden verwisseld.

Het gevolg van punt 2) is, dat de spanningen aan de electroden van de buizen veranderen. De buizen van de C-serie en ook die van de E-serie, die voor gelijk- en wisselstroomtoestellen geschikt zijn, worden in omschakelbare toestellen meestal zoo geschakeld, dat bij hooge anodespanning serieweerstanden of spanningsdeelers de schermroosterspanningen tot de vereischte waarden reduceeren (voor H.F. penthoden meestal 100 V). Bij lage anodespanning worden deze serieweerstanden dan òf kortgesloten òf gereduceerd, zoodat dan weer dezelfde schermroosterspanningen aanwezig zijn. Er zijn ook eindbuizen geconstrueerd voor een lage schermroosterspanning, zooals de CL2 en de CL6, die bij lage anodespanning een betrekkelijk groot uitgangsvermogen leveren (ongeveer 2 W). Zoo zullen bij een netspanning van 110 V de schermrooster- en de anodespanning gelijk zijn aan 90 V, terwijl bij een netspanning van 220 V de anodespanning 180 V zal bedragen en de schermroosterspanning door een voorschakelweerstand op ongeveer 100 V wordt gereduceerd. Daarbij moet, bij het omschakelen van 220 V op 110 V of omgekeerd, de luidsprekeraanpassing gewijzigd worden, en wel door de primaire of de secundaire van den uitgangstransformator anders te schakelen. De uitgangstransformator moet dus van een aftakking worden voorzien, met behulp waarvan 2 verschillende transformatieverhoudingen kunnen worden verkregen, en wel een voor de gunstigste aanpassing bij de desbetreffende anodespanning.

Het verwisselen van de regulatorbuis in de gloeistroomketen bij het overgaan van de eene netspanning op de andere heeft er toe geleid, dit verwisselen tevens met het omschakelen van de electrodespanningen der ontvangbuizen te combineeren. Dit kan geschieden door in het lampvoetje van de regulatorbuizen voor hooge netspanningen andere verbindingen tusschen voor den regulatorweerstand niet gebruikte contacten aan te brengen dan in het voetje van regulatorbuizen voor lage netspanningen. Met behulp van deze verbindingen kan men bijv. den gemeenschappelijken voorschakelweerstand voor de schermroosters kortsluiten en de primaire van den uitgangstransformator omschakelen.

Bij het ontwikkelen van nieuwe series van buizen voor gelijkstroom-wisselstroomtoestellen, met name de U-serie, kwam men tot het inzicht, dat de omschakeling van toestellen veel eenvoudiger kon geschieden,

en wel door de buizen zoodanig te construeeren, dat geen omschakeling van schermroosterserieweerstanden, kathodeweerstanden en van den uitgangstransformator meer noodig is. Daartoe was het o.a. noodzakelijk een eindbuis met grootere toelaatbare anodedissipatie te construeeren (11 W). Bij lage anode- en schermroosterspanning kan daarmede een behoorlijk uitgangsvermogen (ca. 1 W) worden afgegeven; bij hooge spanning (185 V — op deze waarde stelt zich bij 220 V netspanning de anodegelijkspanning ongeveer in) stijgt de anodedissipatie, zonder omschakeling van den schermroosterserieweerstand en den kathodeweerstand, tot de grenswaarde van 11 W, terwijl de anode-aanpassingsimpedantie behouden kan blijven. Bij de H.F. penthoden kan men eveneens denzelfden schermroosterserieweerstand en kathodeweerstand aanhouden. De steilheid is dan bij lage anodespanning ongeveer 10% lager dan bij hooge anodespanning. Weliswaar zullen de eigenschappen van een toestel zonder een bijzondere omschakelinrichting voor de electrodenvoeding, bij lage netspanning iets minder goed zijn dan die van een toestel met omschakelinrichting, maar de prestaties zullen nog zeer bevredigend uitvallen.
Bij wisselstroomnetten met een lage spanning is het ook mogelijk, spanningsverdubbeling toe te passen (zie hoofdtuk XVIII, § 4) en op deze wijze een hoogere anodespanning voor de ontvangbuizen te verkrijgen (buis CY 2 voor spanningsverdubbeling).

§ 4. Voeding van automobielontvangers

Voor de voeding van autoradio-ontvangtoestellen heeft men slechts de beschikking over een accumulator met een nominale spanning van 6 of 12 V [1]). Hierop kunnen de gloeidraden van de ontvangbuizen met de overeenkomstige spanning parallel worden aangesloten. De anodespanning moet worden verkregen door de lage gelijkspanning van de batterij op te transformeeren. Hiertoe maakt men gebruik van trilleromvormers, die den gelijkstroom van de batterij via de primaire van een transformator in een bepaalde frequentie onderbreken. De op deze wijze afwisselend onderbroken gelijkstroom bevat een wisselstroomcomponent en deze wekt in de secundaire van den transformator een wisselspanning op, waarvan de grootte door de transformatieverhouding wordt bepaald.

[1]) De gemiddelde spanning van dergelijke accumulatoren is ongeveer 6,3 of 13 V, hetgeen er toe geleid heeft buizen voor deze waarden van de gloeispanning te maken.

Deze wisselspanning kan, evenals dit bij wisselstroomtoestellen het geval is, door een buis worden gelijkgericht, waarna de gelijkgerichte spanning op de gebruikelijke wijze wordt afgevlakt. In fig. 356 wordt de principieele schakeling van de voeding van een autoradio-ontvangtoestel gegeven. Tusschen den accumulator en het toestel is een filter opgenomen, ten einde te voorkomen, dat storingen van den motor in het toestel doordringen. Op dit filter volgt een smoorspoel S_2, die, evenals de smoorspoel S_3, ten doel heeft de storingen van den trilleromvormer den weg naar het toestel te versperren.
De stroomstooten door de contacten I en II van den triller worden door de weerstanden R_1 en R_2 gedempt.
Voor autoradio-ontvangtoestellen worden speciale trilleromvormers vervaardigd, die voldoen aan de hooge eischen, welke er voor dit doel aan worden gesteld. Er zijn verschillende typen, waarvan enkele in een hoogvacuum werken en uiterlijk groote overeenkomst vertoonen met een radiobuis. Aan de contacten worden bijzonder zware eischen gesteld, daar deze betrekkelijk groote stroomen moeten verbreken. Doorgaans worden de trillers dubbelfasig uitgevoerd, zoodat bij het openen van de eene stroomketen, de andere worden gesloten (zie ook fig. 356). Voor de gelijkrichting past men dubbelfasige gelijkrichtbuizen met indirect verhitte kathode toe. Daar deze laatste een positieve spanning

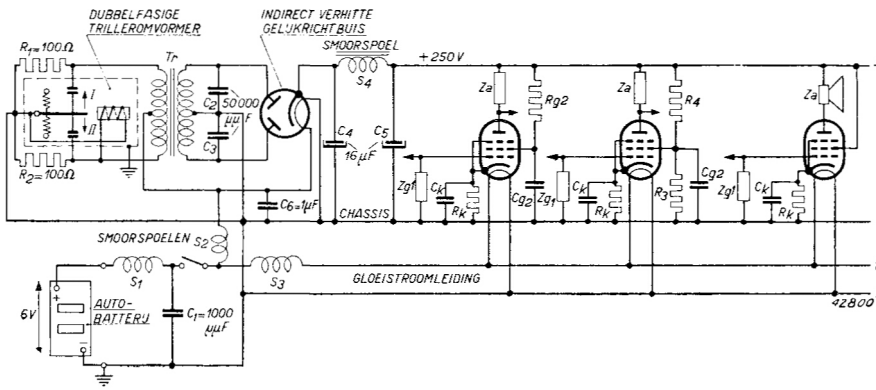


Fig. 356
Principieele schakeling van de voeding van een autoradiotoestel met triller. Door den triller wordt de gelijkstroom, die door de beide helften van de primaire van den transformator Tr vloeit, afwisselend verbroken. In de secundaire wordt een hooge wisselspanning opgewekt, die, na gelijkrichting door een dubbelfasige gelijkrichtbuis, een gelijkspanning van ca. 250 V geeft.

heeft ten opzichte van het chassis en de gloeidraad door den accumulator van de auto wordt gevoed, die aan één zijde met het chassis is verbonden, komt een hooge spanning tusschen kathode en gloeidraad te staan. De kathode van de gelijkrichtbuis voor autoradio-toestellen moet dus bijzonder goed geïsoleerd zijn.
De ontvangbuizen worden op de normale wijze, zooals in wisselstroomtoestellen, geschakeld.

§ 5. Voeding van batterijtoestellen

De schakeling van de voeding van een toestel voor batterijvoeding is uiterst eenvoudig en wordt in fig. 357 gegeven.
Drie batterijen zijn noodig: een anodebatterij, een gloeistroombatterij en een batterij voor de negatieve roosterspanning. Deze laatste kan men dikwijls ook laten vervallen, door een gedeelte van de anodebatterij hiervoor te gebruiken.

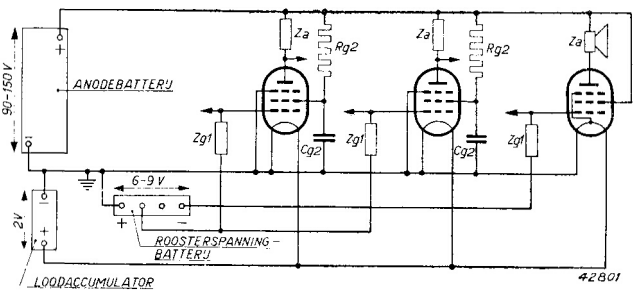


Fig. 357
Principieele schakeling van de voeding van een batterijtoestel.

Doorgaans wordt de negatieve zijde van den accumulator met aarde verbonden. De electrodespanningen, die voor de Philips batterijbuizen worden aangegeven, hebben dan ook steeds betrekking op de negatieve pool van den gloeidraad.
Meestal hecht men zeer veel waarde eraan, het aantal verbindingen met de batterijen zoo gering mogelijk te houden, zoodat de aansluitingen worden beperkt tot twee draden voor de anode- en twee voor de gloeistroombatterij. In verband hiermee zijn de nieuwe Philips buizen voor batterijvoeding dan ook, hetzij voor gelijke anode- en schermroosterspanningen, dan wel voor voeding van de schermroosters via serieweerstanden ontworpen, zoodat geen aansluiting op een aftakking van de anodebatterij voor een lagere positieve electrodenspanning noodzakelijk is. Bij buizen met gelijke anode- en schermroosterspanning kan men het schermrooster nu rechtstreeks met de anodevoedingsleiding verbinden, of, zooals in fig. 357 wordt voorgesteld, nog door een RC-keten ontkoppelen.
Om de roosterbatterij te laten vervallen en het aantal aansluitingen zoodoende tot het uiterste te beperken, kan men de negatieve rooster-

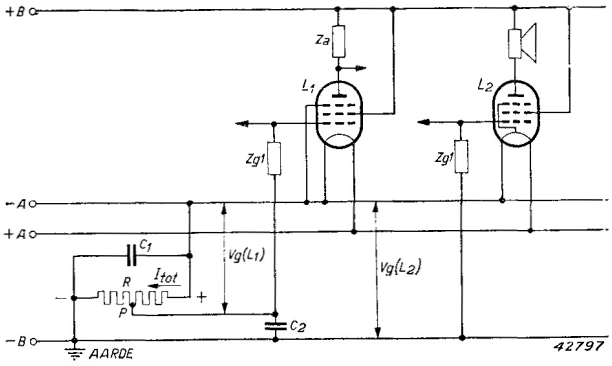


Fig. 358
Het opwekken van automatische negatieve roosterspanning in een batterijtoestel.

spanning voor de eindbuis automatisch opwekken door den spanningsval in een weerstand R (zie fig. 358), die tusschen de negatieve pool –A van de gloeistroombatterij en de negatieve pool –B van de anodebatterij wordt opgenomen. In dat geval wordt de pool –B doorgaans met aarde verbonden en de weerstand R door een groote capaciteit C_1 voor hooge en lage frequenties overbrugd. De gloeidraad van de buis L_2 is dus positief ten opzichte van –B en, indien het rooster via de roosterimpedantie Z_{g1} met –B wordt verbonden, is dit negatief ten opzichte van den gloeidraad. Daar de negatieve roosterspanning voor de eindbuis doorgaans grooter is dan die voor de voorafgaande buizen, moeten de roosters daarvan niet met –B, maar met aftakkingen van den weerstand R worden verbonden, wil deze spanning de juiste waarde hebben.

Bij toepassing van uitgestelde automatische volumeregeling moet op het volgende worden gelet. Normalerwijze kan geen belangrijk grootere uitstelspanning verkregen worden dan de negatieve roosterspanning van de voorversterkingsbuizen in den niet geregelden toestand bedraagt. Fig. 359 illustreert dit geval voor een direct verhitte duodiode-triode als detector en gelijkrichter voor de automatische volumeregeling. De lekweerstand R_5 van de diode voor de automatische volumeregeling van buis L_2 wordt niet, zooals dit bij wisselstroomtoestellen het geval is, met aarde verbonden, maar met het punt P van de aftakking op den weerstand, die voor het opwekken van de negatieve roosterspanning van de eindbuis dient.

De weerstand R_3 heeft een zoodanige waarde, dat de spanningsval, die hierin optreedt, nauwkeurig overeenkomt met de roosterspanning, die voor de geregelde buizen in niet-geregelden toestand noodzakelijk is. Deze spanning wordt in fig. 359 via R_5, den afvlakweerstand R_4 en Z_{g1} aan het rooster van de M.F. buis L_1 gelegd. Daar de diodeanode d_2 tegenover het positieve einde van den gloeidraad ligt, heeft zij t.o.v. het door haar benutte deel van den gloeidraad reeds een negatieve

voorspanning van 1,4 of 2 V, indien de anode d_2 aan –A ligt. De uitstelspanning is in dit geval dus gelijk aan 2 V + $V_{g(L1)}$, indien aangenomen wordt, dat de gloeispanning 2 V bedraagt.

Indien het noodzakelijk zou zijn, een grootere uitstelspanning toe te passen, dienen bijzondere maatregelen te worden getroffen.

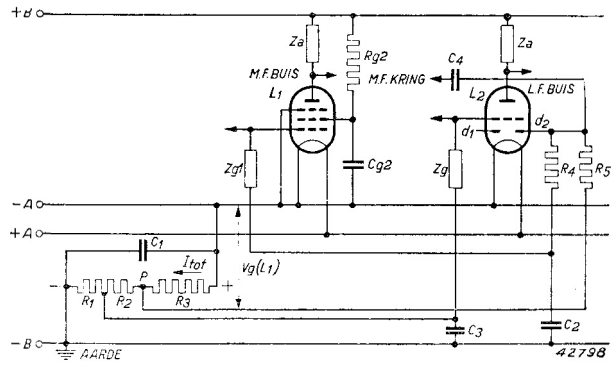


Fig. 359
Uitgestelde automatische volumeregeling bij toepassing van automatische negatieve roosterspanning in een batterijtoestel. Deze schakeling kan ook worden toegepast, indien een vaste negatieve roosterspanning wordt aangelegd.

In fig. 360 wordt de schakeling gegeven, die dan kan worden gekozen. De negatieve roosterspanning van de eindbuis V'_{g1} wordt via den spanningsdeeler R_3–R_4–R_5 aan de diode d_2 gelegd. R_5 ligt aan +A, zoodat de negatieve spanning aan d_2 ten opzichte van het positieve einde van den gloeidraad gelijk is aan

$$\frac{R_4 + R_5}{R_3 + R_4 + R_5} \times \times (V'_{g1} + 2)\ \text{V}.$$

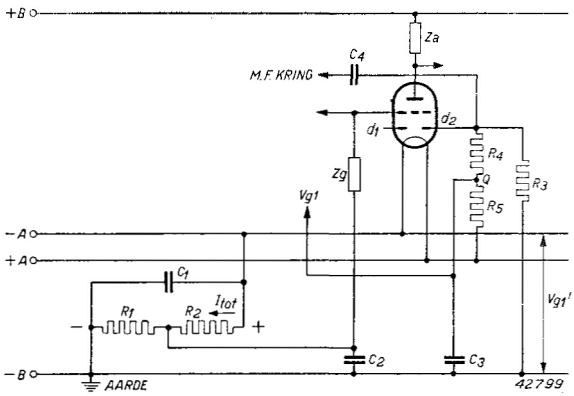


Fig. 360
Schakeling van de direct verhitte duodiode-triode voor een grootere uitstelspanning van de automatische volumeregeling.

Door den spanningsdeeler R_4–R_5 wordt de negatieve spanning van d_2 ten opzichte van –A zoo sterk verlaagd, dat de negatieve spanning van het punt Q ten opzichte van –A juist overeenkomt met de vereischte negatieve roosterspanning van de automatisch geregelde voorversterkingsbuizen in niet-geregelden toestand. Het is duidelijk, dat de regelspanning voor de automatische volumeregeling, die aan d_2 ontstaat, door den spanningsdeeler R_4–R_5 eveneens wordt verminderd en de automatische

volumeregeling dus minder effectief is. Indien bijvoorbeeld $R_3 = 1\ M\Omega$, $R_4 = 0{,}5\ M\Omega$ en $R_5 = 1\ M\Omega$, zal de uitstelspanning bij een negatieve roosterspanning van de eindbuis van 5 V gelijk zijn aan $3/5 \times 7\ V = 4{,}2\ V$. De negatieve roosterspanning van de automatisch geregelde buizen is dan gelijk aan 0,8 V, wanneer de automatische volumeregeling nog niet werkt, en slechts 2/3 van de regelspanning aan d_2 wordt naar de roosters van deze buizen gevoerd. Indien R_5 op een hoogere positieve spanning in het toestel wordt aangesloten en V'_{g1} betrekkelijk groot is, kan een effectiever werkende automatische volumeregeling worden verkregen.

Sommige voorversterkingsbuizen van de nieuwe D-serie voor batterijvoeding zijn zoo geconstrueerd, dat men ze zonder negatieve voorspanning kan gebruiken. De spanningsval over den gloeidraad geeft dan voldoende voorspanning, om met kleine signalen nog geen roosterstroom te hebben (zie bijv. de H.F. penthode DF 21 en de octode DK 21). Ook de diode-triode DAC 21 van deze serie kan zonder negatieve voorspanning aan het rooster van het triodedeel gebruikt worden. De diode gebruikt nl. een gedeelte van het negatieve einde van den gemeenschappelijken gloeidraad, zoodat het gloeidraadgedeelte, dat voor de triode gebruikt wordt, een positieve potentiaal heeft ten opzichte van de negatieve gloeidraadaansluiting. Wanneer nu het rooster de potentiaal van de negatieve aansluiting krijgt, is de negatieve voorspanning van het rooster ten opzichte van het gloeidraadgedeelte van de triode voldoende, om zonder roosterstroom te kunnen versterken.

§ 6. Voeding van batterij-, gelijkstroom- en wisselstroomtoestellen

In den laatsten tijd is er ook behoefte ontstaan aan batterijtoestellen, die men bovendien nog aan kan sluiten op een wisselstroom- of gelijkstroomnet. Het is zeer natuurlijk, dat men een kofferontvanger, indien men dezen in een woning gebruikt, gaarne door het aanwezige net wil voeden om de batterijen uit te kunnen schakelen, deze aldus te sparen en ze alleen te gebruiken, wanneer geen netaansluiting ter beschikking staat. Zoodoende zijn er ontvangers voor batterij, gelijk- en wisselstroom ontstaan, die men B.G.W.- of A.B.C.-ontvangers noemt. Deze ontvangtoestellen maken gebruik van direct verhitte batterijbuizen, en hiervoor leenen zich buitengewoon goed de 1,4 V batterijbuizen van de nieuwe Philips D-serie.

Ten gevolge van het brommen bij wisselstroomvoeding is het niet mogelijk zonder meer de gloeidraden door het net te voeden. Men maakt bij voeding door het net gebruik van de gelijkrichtbuis, die men bezigt ten einde de benoodigde anodegelijkspanning te verkrijgen, om

ook de gloeidraden met gelijkgerichten stroom te voeden. Bijzonder gunstig is het dus buizen te gebruiken, die een geringen gloeistroom vereischen, daar de gelijkrichterschakeling hierdoor weinig belast zal worden. De buizen van de D-serie hebben een zeer geringen gloeistroom en zijn dus voor dergelijke doeleinden bijzonder gunstig. Door de gloeidraden van de buizen in serie te schakelen, behoeft de gelijkrichter voor de gloeidraadvoeding alleen een stroom te leveren, die met de

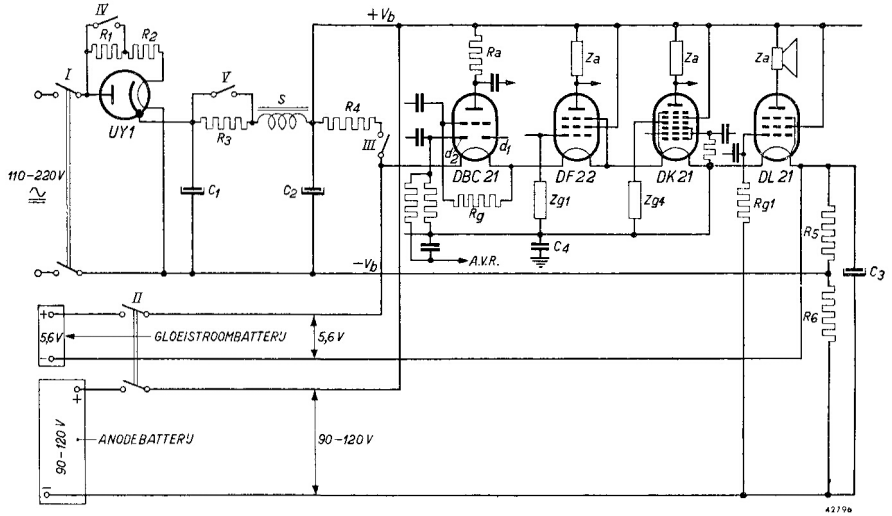


Fig. 361

Principieele schakeling van het voedingsgedeelte van een ontvangtoestel met batterij-, gelijkstroom- of wisselstroomvoeding (B.G.W.- of A.B.C.-ontvanger).

hoogste waarde van den gloeistroom der gebruikte buizen overeenkomt. De totale stroom, dien de gelijkrichter moet afgeven, bedraagt, indien buizen met een gloeispanning van 1,4 V en een gloeistroom van 50 mA, zooals de DK 21, DF 22, DBC 21 en DL 21 worden gebruikt, ongeveer 65 mA (gloeistroom 50 mA, voeding van de anoden en schermroosters ongeveer 15 mA). Men kan dan voor den gelijkrichter de buis UY 1 of UY 21 gebruiken.

Fig. 361 geeft de principieele schakeling van de voeding van een dergelijk apparaat weer, waarin de buizen DK 21, DF 22, DBC 21 en DL 21 als ontvangbuizen en de buis UY 1 als gelijkrichter worden gebruikt. De gloeidraden van de ontvangbuizen worden hierbij in de in het schema aangegeven volgorde aangesloten. De gloeidraad van de eindbuis wordt dus via R_5 aangesloten aan de negatieve pool van de gloeidraadvoedingsketen, die tevens de negatieve pool van de anodevoedingsketen is. Zoodoende is bereikt, dat de anode- en schermrooster-

stroom van de eindbuis direct (via R_5) naar de negatieve pool van de anodevoedingsketen en niet door de gloeidraden van andere buizen vloeit. De volgorde van de gloeidraden van de overige buizen is zóó gekozen, dat de spanningsval in de gloeidraden van de mengbuis DK 21, de M.F. buis DF 22 en de laagfrequent- en detectorbuis DBC 21 als uitstelspanning voor de automatische volumeregeling gebruikt kan worden. De DF 22 heeft als beginvoorspanning voor het stuurrooster den spanningsval in den gloeidraad van de mengbuis DK 21; het stuurrooster van deze laatste buis krijgt geen beginvoorspanning.

De voorspanning van de eindbuis wordt, bij voeding door het net, door den spanningsval in R_5 verkregen. Door dezen weerstand vloeit dan de gloeistroom en de totale electronenstroom van het toestel, hetgeen de gewenschte voorspanning te weeg brengt. Bij batterijvoeding loopt de gloeistroom echter niet door R_5. Daarom wordt de negatieve pool van de anodebatterij over R_6 met de negatieve pool van de anodevoedingsketen verbonden. In dat geval levert de spanningsval in de weerstanden $R_5 + R_6$ vereischte negatieve voorspanning voor de eindbuis. Bij voeding van het toestel volgens het schema van fig. 361 door een gelijk- of wisselstroomnet, zijn de schakelaars I en III gesloten en is schakelaar II geopend. Deze laatste zorgt ervoor, dat de batterijen afgeschakeld zijn. De gloeidraad van de gelijkrichtbuis UY 1 wordt door het net gevoed. Daar de gloeispanning van deze buis 50 V bedraagt, wordt een voorschakelweerstand in de gloeistroomketen van deze buis opgenomen (R_1 en R_2 in fig. 361). De waarde van dezen weerstand moet vanzelfsprekend aan de netspanning worden aangepast. De schakelaar IV sluit R_1 kort, wanneer men het toestel op een net van 110 V wil aansluiten. Wanneer deze schakelaar open staat, heeft de voorschakelweerstand $R_1 + R_2$ bijv. de juiste waarde voor een netspanning van 220 V. De door den gelijkrichter gelijkgerichte stroom vloeit door een weerstand R_3 en een smoorspoel S. De ohmsche weerstand van $R_3 + S$ moet zoodanig gekozen worden, dat de spanning aan den tweeden afvlakcondensator C_2 gelijk is aan de spanning van de voor batterijvoeding toegepaste anodebatterij. Met behulp van schakelaar V kan men deze spanning bij hooge en bij lage netspanning op de juiste waarde houden.

De gloeidraden van de vier ontvangbuizen zijn in serie geschakeld en hebben dus gezamenlijk een gloeispanning van $4 \times 1{,}4 = 5{,}6$ V noodig. Daar de gloeistroom bij netvoeding door den gelijkrichter wordt geleverd, moet de gelijkgerichte spanning aan C_2 door een voorschakelweerstand (R_4 in fig. 361) op 5,6 V worden gereduceerd.

Bij batterijvoeding worden de schakelaars I en III geopend en wordt de schakelaar II gesloten. De open schakelaar III zorgt er dan voor, dat

de anodebatterij zich niet over R_3 en de gloeidraden kan ontladen. De gloeidraden worden dan in serie gevoed door een droge batterij van 5,6 V (men kan hiervoor natuurlijk ook een accumulator van 6,3 V met voorschakelweerstand gebruiken).

Vanzelfsprekend kan men ook andere buizencombinaties als die van fig. 361 gebruiken en de schakeling aan deze buizen aanpassen. Hierbij valt op te merken, dat het minder gewenscht is, gloeidraden van buizen twee aan twee parallel te schakelen, daar dan het uitnemen van een buis een sterke overbelasting van den gloeidraad van de buis, die daarmede parallel geschakeld was, ten gevolge heeft.

HOOFDSTUK XXXII

De gevoeligheid van een ontvanger of van een versterker

Dikwijls wordt voor een ontvangtoestel of versterker de term „gevoeligheid" gebezigd. Onder „gevoeligheid" verstaat men het zwakste signaal, dat het toestel nog met een min of meer groote geluidssterkte weer kan geven. Een gevoelig toestel zal zwakke signalen beter hoorbaar kunnen maken dan een ongevoelig. Om vergelijkbare opgaven te kunnen doen, werd de volgende definitie aangenomen: de gevoeligheid is de effectieve waarde van de signaalspanning, welke voor het bereiken van een wisselstroomvermogen van 50 mW aan den uitgang van het toestel wordt vereischt. (Hierbij wordt uitgegaan van een betrekkelijk gering geluidsvolume in een huiskamer, dat met vrijwel elke eindbuis kan worden bereikt.) Voor bepaalde eindbuizen wordt bijvoorbeeld aangegeven, dat de gevoeligheid 0,3 V bedraagt. Dit beteekent, dat voor een wisselstroomvermogen van 50 mW een roostersignaal van 0,3 V noodig is. Indien aan deze buis een L.F. versterkingsbuis met een versterking van 100 voorafgaat, zal het vereischte signaal aan het rooster van deze buis, voor het verkrijgen van het eindvermogen van 50 mW, 100 keer zoo klein zijn. De gevoeligheid van een L.F. versterker met deze beide buizen bedraagt dus 3 mV. Bij ontvangtoestellen met H.F., meng- en M.F. versterking is het eveneens doelmatig, de gevoeligheid aan de roosters van de verschillende buizen te kennen. Zoo zou het van belang kunnen zijn, de gevoeligheid aan het rooster van de M.F. buis van een superheterodyne ontvangtoestel te kennen. Daar aan dit rooster een gemoduleerde M.F. wisselspanning ligt, is het niet voldoende, de waarde van de M.F. wisselspanning aan dit rooster aan te geven, maar moet de modulatiediepte eveneens bekend zijn. Het is gewoonte, hiertoe een modulatiediepte van 30% als norm aan te nemen. Onder „gevoeligheid aan het rooster van de M.F. buis" verstaat men dus de 30% gemoduleerde M.F. spanning, die noodig is om in de anodeketen van de eindbuis een vermogen van 50 mW te verkrijgen. Op dezelfde wijze kan de gevoeligheid aan het rooster van de mengbuis of aan het rooster der H.F. voorversterkingsbuis worden gedefinieerd. Het betreft dan steeds het 30% gemoduleerde H.F. signaal ter verkrijging van een eindvermogen van 50 mW. Hetzelfde geldt eveneens voor de detectorbuis.

Indien de versterking van elken trap bekend is, is het ook mogelijk, om — uitgaande van de eindbuis — de gevoeligheid op elke plaats van het toestel te berekenen. De versterking van de detectiediode kan met be-

hulp van de kromme V_{LF} van fig. 205 op eenvoudige wijze worden bepaald. Indien men het vereischte L.F. signaal aan den lekweerstand van de detectiediode voor het verkrijgen van een vermogen van 50 mW heeft berekend, kan men met behulp van deze kromme het 30% gemoduleerde H.F. signaal, dat hiervoor noodig is, gemakkelijk aflezen. In de meeste gevallen is de gevoeligheid aan den ingang van het ontvangtoestel van belang. Doordat de eigenschappen van de antenne grooten invloed hebben op de gevoeligheid, werd ook een algemeene norm voor de antenne aangenomen, en wel wordt de gevoeligheid bepaald voor een aangesloten kunstantenne met een capaciteit van 200 $\mu\mu$F tegen aarde, een zelfinductie van 20 μH en een weerstand van 25 Ω. Ook de frequentie van de modulatie is van invloed op de gevoeligheid, daar de selectiviteit van de kringen en de frequentiekarakteristiek van den L.F. versterker hierop eveneens van invloed zijn. Daarom wordt doorgaans uitgegaan van een modulatie met een frequentie van 400 Hz. Daar de impedantie van den luidspreker afhankelijk is van de frequentie, wordt de luidspreker bij een gevoeligheidsbepaling vervangen door een weerstand, die met de juiste aanpassing overeenkomt. De anode van de eindbuis wordt dan gevoed via een smoorspoel, die voor de frequentie van 400 Hz een zeer hooge impedantie heeft.

Aanhangsel

Definities, formules en tabellen

I. EENHEDEN

A. De definitie van en het verband tusschen de verschillende eenhedenstelsels

Men maakt bij de eenheden een onderscheid tusschen grondeenheden en afgeleide eenheden. Als grondeenheden zijn gekozen:

1) **de eenheid van lengte,** waarvan de dimensie door L wordt aangeduid,

2) **de eenheid van massa,** waarvan de dimensie door M wordt aangeduid en

3) **de eenheid van tijd,** waarvan de dimensie door T wordt aangeduid.

De eenheden van alle overige grootheden kunnen door geometrische of physische betrekkingen van deze grondeenheden worden afgeleid; bijv. is snelheid bepaald door weg gedeeld door tijd; de dimensie hiervan is LT^{-1}.
Als grondeenheden zijn internationaal gekozen de centimeter (cm), de gram (g) en de secunde (sec); ze stellen de grondeenheden van het absolute maatsysteem of cgs-systeem voor (centimeter-gram-secunde-systeem).
Alle andere eenheden, zoowèl van mechanische, electrische als magnetische grootheden, zijn afgeleide eenheden. Vele afgeleide eenheden in het absolute systeem zijn voor practisch gebruik of te groot of te klein. Daarom maakt men in de practijk gebruik van het zoogenaamde practische of technische eenhedenstelsel.
In de electrotechniek maakt men onderscheid tusschen electromagnetische en electrostatische eenheden. De eerste geeft men aan door e.m.e. en de laatste door e.s.e.; beide zijn afgeleide eenheden. Electromagnetische en electrostatische eenheden staan in een bepaald onderling verband.
De onderstaande tabel geeft het verband tusschen de practische eenheden, de electromagnetische eenheden (e.m.e.) en de electrostatische eenheden (e.s.e.).

TABEL

Het verband tusschen practische, electromagnetische en electrostatische eenheden

Benaming	Symbool	Practische eenheid	1 practische eenheid is gelijk aan			
			electromagnetische eenheden		electrostatische eenheden	
Electrische lading	Q	1 coulomb	10^{-1} e.m.e.	dim Q $= L^{1/2}M^{1/2}$	$3 . 10^{9}$ e.s.e.[1])	dim Q $= L^{3/2}M^{1/2}T^{-1}$
Stroomsterkte	I	1 ampère	10^{-1} e.m.e.	dim I $= L^{1/2}M^{1/2}T^{-1}$	$3 . 10^{9}$ e.s.e.[1])	dim I $= L^{3/2}M^{1/2}T^{-2}$
Potentiaal, EMK	V	1 volt	10^{8} e.m.e.	dim V $= L^{3/2}M^{1/2}T^{-1}$	$^1/_{300}$ e.s.e. [1])	dim V $= L^{1/2}M^{1/2}T^{-1}$
Weerstand	R	1 ohm (Ω)	10^{9} e.m.e.	dim R $= LT^{-1}$	$^1/_9 . 10^{-11}$ e.s.e.	dim R $= L^{-1}T$
Capaciteit	C	1 farad	10^{-9} e.m.e.	dim C $= L^{-1}T^{2}$	$9 . 10^{11}$ e.s.e.	dim C $= L$
Zelfinductie	L	1 henry	10^{9} e.m.e.	dim L $= L$	$^1/_9 . 10^{-11}$ e.s.e.	dim L $= L^{-1}T^{2}$
Arbeid	A	1 joule $= 10^{7}$ erg, dim A $= L^{2}MT^{-2}$				
Vermogen	W	1 watt $= 10^{7}$ erg/sec, dim W $= L^{2}MT^{-3}$				

[1]) Het hier gegeven getal 3.10^{10}, als verhouding tusschen de electrostatische en de electromagnetische eenheden voor lading, en stroom is slechts bij benadering juist. Het nauwkeurige getal van de lichtsnelheid $c = 2{,}99776.10^{10}$ cm/sec.

B. De definitie en de eenheden van capaciteit en zelfinductie

Capaciteit (farad en microfarad). Indien een condensator een capaciteit C heeft en door een hoeveelheid electriciteit Q tot een spanningsverschil V tusschen de platen wordt opgeladen, bestaat tusschen deze drie grootheden de betrekking $Q = C.V$.
Een condensator heeft een capaciteit van 1 farad (1 F), indien hij door een hoeveelheid electriciteit van 1 coulomb tot een spanningsverschil van 1 V tusschen de platen wordt opgeladen. Daar de eenheid farad voor de gebruikelijke doeleinden te groot is, past men meestal een millioenste farad = microfarad (μF) als eenheid toe. Ook wordt als eenheid toegepast micromicrofarad ($\mu\mu$F) of picofarad (pF). Vroeger werd als eenheid ook de centimeter (cm) gebruikt. $1\ \mu\mu F = 1\ pF = 10^{-12}\ F = 0{,}9$ cm. Nauwkeurig is:

1 cm = 1,1126 pF (absolute waarde), of
1 cm = 1,11315 pF (internationale waarde).

Coëfficiënt van zelfinductie (henry). De EMK, die in een draadlus wordt geïnduceerd, is gelijk aan de verandering per secunde van het aantal omvatte magnetische krachtlijnen. Elke geleider, waardoor een electrische stroom vloeit, wekt een magnetisch veld op; een verandering van de stroomsterkte in dezen geleider heeft ten gevolge, dat de sterkte van het magnetisch veld, d.wz. het aantal omvatte krachtlijnen, door de lus, die door den geleider wordt gevormd, verandert; hierdoor wordt in den geleider een EMK geïnduceerd. Deze inductie in den geleider zelf noemt men de zelfinductie.
Een toeneming van den oorspronkelijken stroom induceert een zelfinductiespanning van tegengestelde richting; neemt de oorspronkelijke stroom af, dan zal de richting van de geïnduceerde spanning gelijk zijn aan die van den oorspronkelijken stroom. Indien de momenteele waarde van de EMK der zelfinductie e_z en de momenteele waarde van den stroom i is, geldt de betrekking:

$$e_z = -L\frac{di}{dt}\ .$$

De practische eenheid van den coëfficiënt van zelfinductie is de henry (H). Een geleider heeft een zelfinductiecoëfficiënt van 1 H, indien hierin, ten gevolge van een ceerd. Een millihenry $= 1\ mH = 10^{-3}$ H; 1 microhenry $= 1\ \mu H = 10^{-6}$ H; $1\ H = 10^{9}$ cm verandering der stroomsterkte van 1 A per secunde, een EMK van 1 V wordt geïndu- (cgs-eenheid).

C. De waarden van eenige natuurconstanten [1])

Benaming	Symbool	Waarde	Eenheid
Lading van het electron	e	$4{,}8025.10^{-10}$	e.s.e.
,, ,, ,, ,,	,,	$1{,}60225.10^{-19}$	int. coul.
Specifieke lading van het electron	e/m_e	$1{,}759.10^{7}$	e.m.e./g
,, ,, ,, ,, ,,	,,	$5{,}2731.10^{17}$	e.s.e./g
Massa van het electron	m_e	$9{,}1076.10^{-28}$	g
Electronvolt (abs)	—	$1{,}60203.10^{-12}$	erg
Snelheid van het electron bij 1 int. V	—	$5{,}9323.10^{7}$	cm/sec
Lichtsnelheid	c	$2{,}99776.10^{10}$	cm/sec
Verhouding tusschen electrostatische en electromagnetische eenheden	c	$2{,}99776.10^{10}$	cm/sec
Mechanisch warmteaequivalent	A	$4{,}184.10^{7}$	erg/cal
Warmteaequivalent van de joule	—	0,23902	cal/joule
Constante van Boltzmann	k	$1{,}3805.10^{-16}$	erg/°K

[1]) Zie ook W. de Groot, Ned. Tijdschr. v. Natuurk. 9, December 1942, blz. 497-505.

II. GELIJKSTROOMKETENS

1) De wet van ohm (fig. 1): $I = \frac{V}{R}$; $V = I \cdot R$; $R = \frac{V}{I}$;

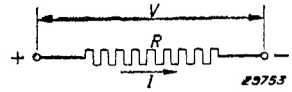


Fig. 1

R in ohm, V in volt en I in ampère uitgedrukt.

2) Vermogen: $W = V \times I$; $W = I^2 \cdot R$; $W = \frac{V^2}{R}$;
W in watt, V in volt, I in ampère en R in ohm uitgedrukt.

3) Weerstanden in serie: $R = R_1 + R_2 + R_3 + \ldots$

4) Parallel geschakelde weerstanden: $\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \ldots$

Twee weerstanden parallel geschakeld (fig. 2):

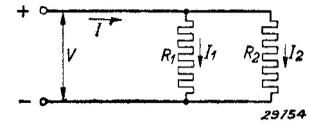


Fig. 2

$$R = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}. \qquad I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I.$$

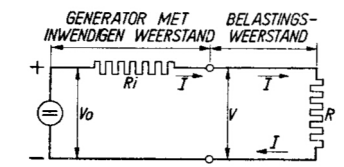
$$I_2 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} I.$$

Bij benadering:

Indien R_2 =	1	1,5	2	3	4	5	10	20	$\times$	R_1 ,
is R =	0,5	0,6	0,67	0,75	0,8	0,84	0,9	0,95	$\times$	R_1 .

Indien R_2 grooter is dan $10 \times R_1$, wordt een voldoend nauwkeurige benadering verkregen door de weerstandswaarde van R_1 met het percentage $\frac{R_1}{R_2} \times 100$ te verminderen. Indien bijvoorbeeld $R_2 = 20\,R_1$, geldt bij benadering $R = R_1 - 5\%$.

5) Generator met inwendigen weerstand (fig. 3):



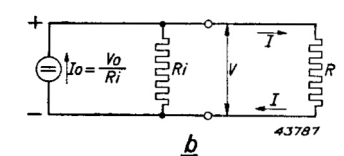


Fig. 3

$$V = V_o - I \cdot R_i = V_o \frac{R}{R + R_i}.$$

$$I = \frac{V_o - V}{R_i} = \frac{V_o}{R + R_i}.$$

$$V_o = I_o \cdot R_i.$$

Vervangingsketen met dezelfde eigenschappen:

$$I = I_o - \frac{V}{R_i} = I_o \frac{R_i}{R_i + R}.$$

$$V = (I_o - I) R_i = I_o \frac{R_i \cdot R}{R_i + R}.$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_i}.$$

6) Vermogen en rendement bij een generator met inwendigen weerstand (fig. 3):

a) Vermogen in den belastingsweerstand

$$W_R = I \cdot V = V_o \cdot I - I^2 \cdot R_i \quad \text{of} \quad W_R = I_o \cdot V - \frac{V^2}{R_i} \quad \text{of}$$

$$W_R = \frac{V_o \cdot V - V^2}{R_i} \quad \text{of} \quad W_R = (I_o \cdot I - I^2)\, R_i \quad \text{of}$$

$$W_R = \frac{V_o^2 \cdot R}{(R_i + R)^2} \quad \text{of} \quad W_R = \frac{I_o^2 \cdot R_i^2 \cdot R}{(R_i + R)^2}.$$

b) Rendement

$$\eta = \frac{W_R}{W_{tot}} = \frac{R}{R_i + R}.$$

7) Maximum vermogen:

Dit wordt bereikt, indien $R = R_i$.
Het vermogen in den belastingsweerstand is dan gelijk aan:

$$W_R = \frac{1/4\, V_o^2}{R_i} \quad \text{of} \quad W_R = 1/4\, I_o^2 \cdot R_i.$$

Het rendement is in dit geval:

$$\eta = \frac{W_R}{W_{tot}} = 0{,}50.$$

8) Spanningsdeeler onbelast (fig. 4):

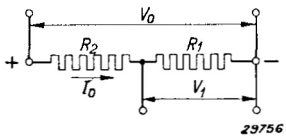
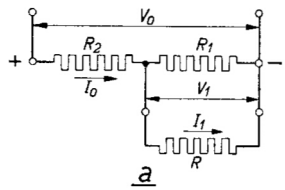


Fig. 4

$$V_1 = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_1 + R_2}.$$

9) Spanningsdeeler belast (fig. 5):



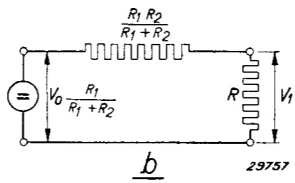


Fig. 5

$$V_1 = V_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_1 \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2},$$

$$I_1 = \frac{V_o \dfrac{R_1}{R_1 + R_2} - V_1}{\dfrac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}.$$

Vervangingsketen met dezelfde eigenschappen (fig. 5 b):

$$I_o = \frac{V_o}{R_1 + R_2} + I_1 \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

$$I_o = \frac{V_o - V_1}{R_2}.$$

10) Spanningsdeeler met twee verschillende afgetakte spanningen en belastingen (fig. 6):

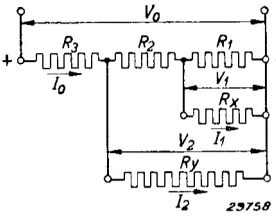


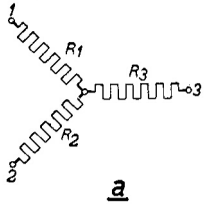
Fig. 6

$$V_1 = V_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3} - I_1 \frac{R_1 (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} - I_2 \frac{R_1 . R_3}{R_1 + R_2 + R_3} .$$

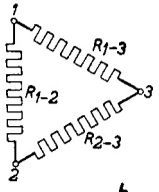
$$V_2 = V_0 \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3} - I_1 \frac{R_1 . R_3}{R_1 + R_2 + R_3} - I_2 \frac{R_3 (R_1 + R_2)}{R_1 + R_2 + R_3} .$$

Toepassing: voeding van een schermroosterbuis.

11) Aequivalentie van een ster- en een driehoekschakeling (fig. 7).



a



b 44243

Fig. 7

Fig. 7a is aequivalent aan fig. 7b, indien:

$$R_{12} = \frac{R_1 . R_2}{R_3} + R_1 + R_2 ,$$

of

$$R_1 = \frac{R_{12} . R_{13}}{R_{12} + R_{13} + R_{23}} .$$

12) Schakeling van de brug van Wheatstone (fig. 8):

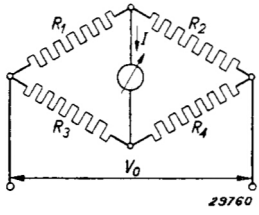


Fig. 8

De evenwichtstoestand ($I = 0$) wordt bereikt, indien:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} , \text{ of } \frac{R_1}{R_3} = \frac{R_2}{R_4} , \text{ of}$$

$$R_1 . R_4 = R_2 . R_3 ;$$

$$R_1 = R_2 \frac{R_3}{R_4} .$$

III. WISSELSTROOMKETENS

1) Wisselstroom en wisselspanning:

$e = E_o \sin \omega t$;

$i = I_o \sin (\omega t + \varphi)$;

$\omega = 2 \pi f$ = hoekfrequentie ($\pi = 3{,}14 \ldots$);

λ = golflengte ($\lambda = \frac{3.10^8}{f}$, λ in m en f in Hz, $f = \frac{3.10^8}{\lambda}$) ;

φ = fasehoek ;

$f = \frac{1}{T}$ = frequentie in hertz (aantal perioden per secunde) ;
t = tijd ;
T = duur van een periode ;
e = momenteele waarde van de spanning ;
E_o = amplitude van de spanning ;
i = momenteele waarde van den stroom ;
I_o = amplitude van den stroom.

2) Effectieve waarden:

$$E = \frac{E_o}{\sqrt{2}} ; \; I = \frac{I_o}{\sqrt{2}} .$$

3) Impedantie:

$$Z = \frac{E}{I} ; \; I = \frac{E}{Z} ; \; E = I.Z.$$

4) Vermogen:

$$W = EI \cos \varphi ; \; W = I^2 Z \cos \varphi ; \; W = \frac{E^2}{Z} \cos \varphi .$$

5) Wisselstroomketen met een weerstand (fig. 9):

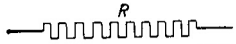


Fig. 9

$Z = R$; $\cos \varphi = 1$.

R in ohm uitgedrukt.

6) Wisselstroomketen met een zelfinductie (fig. 10):

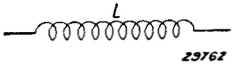
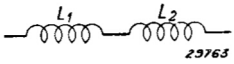


Fig. 10

$Z = \omega L$; $\cos \varphi = 0$;

L in henry uitgedrukt.

7) Wisselstroomketen met twee in serie geschakelde zelfinducties (fig. 11):



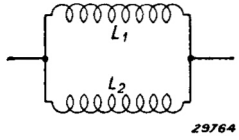
$L = L_1 + L_2$.

Fig. 11

Indien tusschen de spoelen L_1 en L_2 een wederzijdsche inductie M aanwezig is:

$$L = L_1 + L_2 \pm 2M .$$

8) Wisselstroomketen met twee parallel geschakelde zelfinducties (fig. 12):



$$L = \frac{L_1 . L_2}{L_1 + L_2} .$$

Fig. 12

Indien tusschen de spoelen L_1 en L_2 een wederzijdsche inductie M aanwezig is:

$$L = \frac{L_1 L_2 - M^2}{L_1 + L_2 \pm 2M} .$$

9) Wisselstroomketen met een capaciteit (fig. 13):



Fig. 13

$$Z = \frac{1}{\omega C} \; ; \; \cos \varphi = 0 \; ;$$

C in farad uitgedrukt.

10) Wisselstroomketen met twee in serie geschakelde capaciteiten (fig. 14):



Fig. 14

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} .$$

11) Wisselstroomketen met twee parallel geschakelde capaciteiten (fig. 15):

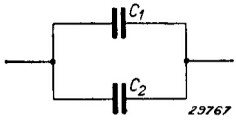


Fig. 15

$$C = C_1 + C_2 .$$

12) Wisselstroomketen met een zelfinductie en een weerstand in serie (fig. 16):

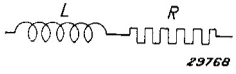


Fig. 16

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} .$$

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} .$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{R}{\omega L} .$$

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \text{kwaliteit van de spoel} .$$

$\delta = 90° - \varphi =$ verlieshoek en kan ter berekening van den wattloozen stroom en van het vermogen dienen; het vermogen $W = E.I.\sin \delta$. In de practijk biedt het voordeelen om met $\operatorname{tg} \delta$ te werken. Indien $R \ll \omega L$, mag men $\operatorname{tg} \delta$ gelijk stellen aan $\sin \delta$, zoodat het verlies aan vermogen in den weerstand dan gelijk is aan $W = E.I.\operatorname{tg} \delta$. Indien R den verliesweerstand van een spoel of van een condensator voorstelt, is $\operatorname{tg} \delta$ doorgaans ongeveer constant voor een veranderlijke ω.

13) Wisselstroomketen met een zelfinductie en een weerstand parallel (fig. 17):

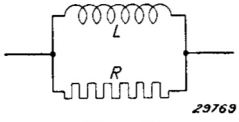


Fig. 17

$$Z = \frac{R \omega L}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} .$$

$$\cos \varphi = \frac{Z}{R} .$$

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\omega L}{R} .$$

$$Q = \frac{R}{\omega L} .$$

14) Vervanging van een keten met een zelfinductie en een weerstand in serie, door een keten met een zelfinductie en een weerstand parallel en omgekeerd (fig. 18):

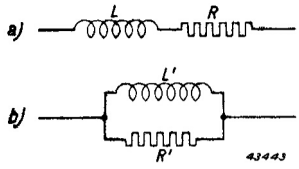


Fig. 18

Fig. 18a kan worden vervangen door fig. 18b, indien:

$$L' = L\,(1 + 1/Q^2)\,.$$

$$R' = R\,(1 + Q^2)\,.$$

$$Q = 1/\mathrm{tg}\,\delta = \frac{\omega L}{R}\,.$$

Fig. 18b kan worden vervangen door fig. 18a, indien:

$$L = L'\,\frac{1}{1 + 1/Q^2}\,.$$

$$R = R'\,\frac{1}{1 + Q^2}\,.$$

$$Q = 1/\mathrm{tg}\,\delta = \frac{R'}{\omega L'}\,.$$

Indien R veel kleiner is dan ωL, geldt bij benadering dat:

$$R' = \frac{\omega^2 L^2}{R} \text{ en } L' = L.$$

Indien R veel grooter is dan ωL, geldt bij benadering, dat:

$$R' = R \text{ en } L' = \frac{R^2}{\omega^2 L}\,.$$

15) Wisselstroomketen met een capaciteit en een weerstand in serie (fig. 19):

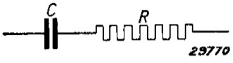


Fig. 19

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}\,.$$

$$\cos\varphi = \frac{R}{Z}\,.$$

$$\mathrm{tg}\;\delta = \omega RC.$$

In de practijk stelt dit bijv. een condensator voor met een serieverliesweerstand.

16) Wisselstroomketen met een capaciteit en een weerstand parallel (fig. 20):

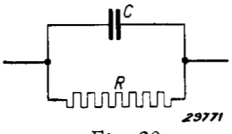


Fig. 20

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}\,.$$

$$\cos\varphi = \frac{Z}{R}\,.$$

$$\mathrm{tg}\;\delta = \frac{1}{\omega RC}\,.$$

In de practijk stelt dit bijv. een condensator voor met een parallelverliesweerstand.

17) Vervanging van een keten met een capaciteit en een weerstand in serie, door een keten met een capaciteit en een weerstand parallel (fig. 21):

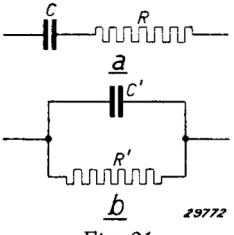


Fig. 21

Fig. 21a kan worden vervangen door fig. 21b, indien:

$$R' = \frac{1 + \omega^2 R^2 C^2}{\omega^2 RC^2} = R\,(1 + Q^2)\,.$$

$$C' = \frac{C}{1 + \omega^2 R^2 C^2} = C\,\frac{1}{1 + 1/Q^2}\,.$$

$$Q = 1/\mathrm{tg}\,\delta = \frac{1}{\omega RC}\,.$$

Fig. 21b kan worden vervangen door fig. 21a, indien:

$$R = \frac{R'}{1 + \omega^2 R'^2 C'^2} = R' \frac{1}{1 + Q^2}.$$

$$C = \frac{1 + \omega^2 R'^2 C'^2}{\omega^2 R'^2 C'} = C' \left(1 + \frac{1}{Q^2}\right).$$

$$Q = 1/\text{tg}\,\delta = \omega R' C'.$$

Indien R veel kleiner is dan $\frac{1}{\omega C}$, geldt bij benadering, dat:

$$R' = \frac{1}{\omega^2 R C^2} \text{ en } C' = C.$$

Indien R veel grooter is dan $\frac{1}{\omega C}$, geldt bij benadering, dat:

$$R' = R \text{ en } C' = \frac{1}{\omega^2 R^2 C^2}.$$

18) Wisselstroomketen met een capaciteit, zelfinductie en weerstand in serie (fig. 22):

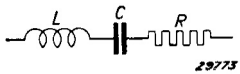


Fig. 22

$$Z = \sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + R^2}.$$

$$\text{tg}\,\varphi = -\frac{\omega L - 1/\omega C}{R}.$$

19) Wisselstroomketen met een parallelschakeling van een capaciteit, zelfinductie en weerstand (fig. 23):

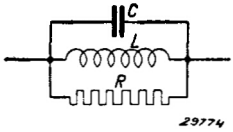


Fig. 23

$$Z = \frac{R}{\sqrt{R^2 \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2 + 1}}.$$

20) Wisselstroomketen met een zelfinductie en weerstand in serie, parallel geschakeld aan een capaciteit (fig. 24):

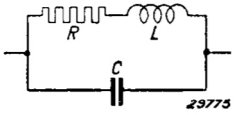


Fig. 24

Bij benadering geldt voor $R \ll \omega L$:

$$Z = \frac{\omega L}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (R\omega C)^2}}.$$

21) Wisselstroomketen met een capaciteit en weerstand in serie, parallel geschakeld aan een zelfinductie (fig. 25):

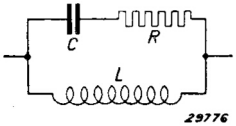


Fig. 25

Bij benadering geldt voor $R \ll \frac{1}{\omega C}$:

$$Z = \frac{\omega L}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (R\omega C)^2}}.$$

IV. TRILLINGSKRINGEN

1) Vrije trillingen (fig. 26)

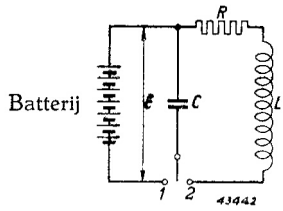


Fig. 26

Wordt van een kring, bestaande uit L, C en R in serie, de capaciteit C geladen door bijv. den schakelaar in fig. 26 in stand 1 te zetten, en wordt de kring daarna gesloten en aan zichzelf overgelaten door den schakelaar van fig. 26 in stand 2 te brengen, dan kan in den kring (L, C en R) alleen een gedempte „vrije" trilling ontstaan, indien

$$R^2 < \frac{4L}{C}.$$

Onder deze omstandigheden is de hoekfrequentie van de gedempte trilling:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2}}.$$

De natuurlijke logarithme van de constante verhouding van twee opeenvolgende amplituden met hetzelfde teeken is gelijk aan:

$$\frac{\pi R}{\omega L} = \frac{R}{2L} T.$$

Hierin is T de duur van de periode.

Het zoogenaamde logarithmische decrement is:

$$\delta = \frac{R}{2L}.$$

Indien E de spanning is, waarmee de condensator wordt geladen, dan is, als $R^2 \ll L/C$, de eerste stroomamplitude:

$$I_1 = E\sqrt{\frac{C}{L}}.$$

De volgende stroomamplituden met hetzelfde teeken als de eerste zijn gegeven door:

$$I_n = I_1 \varepsilon^{-n\delta T}.$$

2) Gedwongen trillingen

A. Serieschakeling van C, L en R (fig. 27)

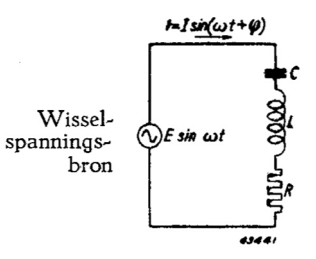


Fig. 27

De impedantie van de serieschakeling van C, L en R is:

$$Z = \sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + R^2}.$$

De amplitude van den stroom in den trillingskring is:

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{E}{\sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + R^2}}.$$

De oogenblikswaarde van den stroom is: $i = I \sin(\omega t + \varphi)$.

Hierin is φ de fasehoek tusschen stroom en spanning, gegeven door:

$$\operatorname{tg}\varphi = -\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Bij resonantie is voor den kring van fig. 27 de impedantie minimaal en de stroom maximaal. Resonantie treedt op, indien:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad \text{of} \quad \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad \text{of} \quad \omega^2 LC = 1.$$

De resonantiehoekfrequentie ω_o is dus gelijk aan:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Bij resonantie is tg $\varphi = 0$ en $Z = Z_o = R$. De amplitude I van den stroom is dan gelijk aan:

$$I_o = \frac{E}{R}.$$

De amplitude van de spanning over den condensator en over de zelfinductie is bij resonantie gelijk aan:

$$E_C = E_L = \frac{I_o}{\omega_o C} = I_o \omega_o L = \frac{E}{\omega_o CR} = \frac{E \omega_o L}{R}.$$

Er vindt „opslingering" plaats, indien:

$$\omega_o CR < 1 \quad \text{of} \quad \frac{R}{\omega_o L} < 1.$$

Bij $\omega < \omega_o$ ijlt de stroom voor t.o.v. de spanning; bij $\omega > \omega_o$ ijlt de stroom na.

B. Parallelschakeling van C aan L en R in serie (fig. 28)

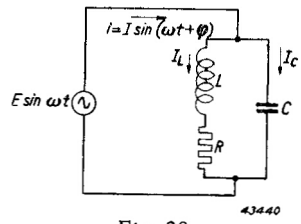


Fig. 28

Aangenomen wordt, dat $R \ll \omega L$.

De impedantie van de parallelschakeling van C aan L en R in serie is dan:

$$Z = \frac{L/C}{\sqrt{(\omega L - 1/\omega C)^2 + R^2}} = \frac{\omega L}{\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (R\omega C)^2}}.$$

De amplitude I van den totalen stroom i door den trillingskring is:

$$I = \frac{E}{Z} = \frac{E}{\omega L}\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + (R\omega C)^2} = E\frac{C}{L}\sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + R^2}.$$

De oogenblikswaarde van den stroom is:

$$i = I \sin(\omega t + \varphi),$$

waarbij φ de fasehoek is tusschen stroom en spanning, welke is gegeven door:

$$\text{tg } \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}.$$

Bij resonantie is voor den kring van fig. 28 de impedantie maximaal en de stroom minimaal. Resonantie treedt op, als ongeveer:

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad \text{of} \quad \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad \text{of} \quad \omega^2 LC = 1.$$

De resonantiehoekfrequentie ω_o is dus gelijk aan:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Bij resonantie is tg $\varphi = 0$ en $Z = Z_o = L/CR$. De amplitude I van den stroom is dan gelijk aan:

$$I_o = \frac{ECR}{L}.$$

De amplitude van den stroom door den condensator is:

$$I_C = E\omega C.$$

De amplitude van den stroom door de zelfinductie L is ($R \ll \omega L$):

$$I_L = \frac{E}{\omega L}.$$

C. Parallelschakeling van L, C en R (fig. 29)

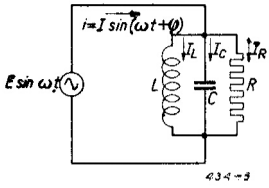


Fig. 29

De impedantie van de parallelschakeling van L, C en R is:

$$Z = \frac{L/C}{\sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + \left(\frac{L}{CR}\right)^2}} =$$

$$= \frac{\omega L}{\sqrt{(1 - \omega LC)^2 + \left(\frac{\omega L}{R}\right)^2}}.$$

De amplitude I van den totalen stroom i door den trillingskring is:

$$I = \frac{E}{Z} = E\frac{C}{L}\sqrt{\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2 + \left(\frac{L}{CR}\right)^2} = \frac{E}{\omega L}\sqrt{(1 - \omega^2 LC)^2 + \left(\frac{\omega L}{R}\right)^2}.$$

De oogenblikswaarde van den stroom is:

$$i = I \sin(\omega t + \varphi),$$

waarbij φ de fasehoek is tusschen stroom en spanning, welke is gegeven door:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{\frac{L}{CR}}.$$

Bij resonantie is voor den kring van fig. 29 de impedantie maximaal en de stroom minimaal. Resonantie treedt op, als:

$$\omega L - \frac{1}{\omega C} \quad \text{of} \quad \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0 \quad \text{of} \quad \omega^2 LC = 1.$$

De resonantiehoekfrequentie ω_o is dus gelijk aan:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

Bij resonantie is tg $\varphi = 0$ en $Z = Z_o = R$. De amplitude I van den stroom is dan gelijk aan die van den stroom door den weerstand en dus gelijk aan:

$$I_o = \frac{E}{R} = I_R .$$

De amplitude van den stroom door den condensator is:

$$I_C = E\omega C .$$

De amplitude van den stroom door de zelfinductie is:

$$I_L = \frac{E}{\omega L} .$$

3) Selectiviteit en kwaliteit van trillingskringen

A. De selectiviteit van een trillingskring (fig. 28 en 29)

De hoekfrequentie van een signaal bij resonantie is:

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \text{of} \quad \omega_o^2 LC = 1 \quad (L \text{ in henry en } C \text{ in farad}).$$

De frequentie van een signaal bij resonantie is:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (L \text{ in henry en } C \text{ in farad}).$$

De golflengte van een signaal bij resonantie is:

$$\lambda_o = 1885.10^6.\sqrt{LC} \quad (\lambda_o \text{ in m, } L \text{ in henry en } C \text{ in farad}).$$

De afwijking $\Delta\omega$ van de resonantiefrequentie ω_o is, voor een willekeurige frequentie ω:

$$\Delta\omega = \omega - \omega_o .$$

De selectiviteit voor een signaal met een frequentie, die een bedrag $\Delta\omega$ van de resonantiefrequentie ω_o verschilt, is gedefinieerd als de verhouding tusschen de amplitude E_o van het signaal met de resonantiefrequentie en die van het signaal E, waarvan de frequentie een bedrag $\Delta\omega$ van de resonantiefrequentie verschilt, voor gelijke stroomamplituden I.

In het geval van fig. 28 is deze verhouding bij benadering (voor kleine waarden van $\Delta\omega$):

$$\frac{E_o}{E} = \frac{Z_o}{Z} = \sqrt{\left(\frac{2\Delta\omega}{R/L}\right)^2 + 1} .$$

In het geval van fig. 29 is deze verhouding bij benadering (voor kleine waarden van $\Delta\omega$):

$$\frac{E_o}{E} = \frac{Z_o}{Z} = \sqrt{(2\Delta\omega RC)^2 + 1} .$$

In het geval van fig. 28 wordt de selectiviteit bepaald door de verhouding R/L tusschen weerstand en zelfinductie van de spoel, in het geval van fig. 29 door het product RC van den parallel liggenden weerstand en de capaciteit.

B. Parallelschakeling van een weerstand aan een trillingskring

Het parallelschakelen van een weerstand R′ aan een trillingskring komt overeen met een vergrooting van den factor R/L met Δ R/L:

$$\Delta \, R/L = \frac{1}{R'C}.$$

C. Serieschakeling van een weerstand met de spoel of den condensator van een trillingskring

Indien een weerstand R in een trillingskring wordt opgenomen, en wel in serie met de spoel of den condensator, komt dit overeen met het parallelschakelen van een weerstand R′ aan den kring:

$$\frac{1}{R'C} = \frac{R}{L}.$$

D. Bepaling van de grootte van den kwaliteitsfactor R/L of 1/R′C van den kring

Deze factor kan worden bepaald door meting van de spanning E_o over den kring in resonantie en van de spanning E bij een frequentie, die $\Delta\omega$ van de resonantiefrequentie verschilt, bij gelijke stroomamplituden I:

$$\frac{R}{L} = \frac{1}{R'C} = \frac{2\Delta\omega}{\sqrt{\left(\frac{E_o}{E}\right)^2 - 1}}.$$

$$\text{Voor } \frac{E_o}{E} = \sqrt{2}, \text{ is } R/L = 1/R'C = 2\Delta\omega.$$

Deze formules zijn niet van toepassing voor groote waarden van $\Delta\omega$. De onderstaande formules zijn algemeen geldig:

E. Algemeene formules voor de selectiviteit en de kwaliteit van trillingskringen

a. Definities

Relatieve verstemming: $\beta = \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \approx \frac{2\Delta\omega}{\omega_o}$.

Kringkwaliteitsfactor: $\operatorname{tg}\delta = d = 1/Q = \frac{R}{\omega_o L} = \frac{1}{R\omega_o C}$.

b. Formules

Impedantie bij een willekeurige frequentie ω: $Z = \sqrt{\frac{L/C}{\beta^2 + d^2}}$.

Impedantie bij de resonantiefrequentie ω_o: $Z_o = \frac{\sqrt{L/C}}{d}$.

Selectiviteit: $\frac{Z_o}{Z} = \sqrt{\left(\frac{\beta}{d}\right)^2 + 1}$.

c. Bepaling van den kwaliteitsfactor d $(= \operatorname{tg}\delta = 1/Q)$

$$d = \frac{\beta}{\sqrt{\left(\frac{E_o}{E}\right)^2 - 1}} .$$

E_o stelt hier weer de spanning over den kring in resonantie voor en E de spanning bij een frequentie, die $\Delta\omega$ van de resonantiefrequentie ω_o verschilt, bij gelijke stroomamplituden I. Indien $\frac{E_o}{E} = \sqrt{2}$, is $d = \operatorname{tg}\delta = \beta$ of $Q = 1/\beta$.

d. Invloed van de vergrooting van den serieweerstand in of van de parallelschakeling van een weerstand aan den kring op den kwaliteitsfactor

Iedere vergrooting ΔR van den serieweerstand in den kring, resp. iedere weerstand R', die parallel aan den kring wordt geschakeld, komt overeen met een vergrooting van d met Δd:

$$\Delta d = \frac{\Delta R}{\omega_o L} ,$$

resp:

$$\Delta d = \frac{1}{R'\omega_o C} .$$

V. BANDFILTERS

1) Hoofdformules, zie fig. 30a, b en c:

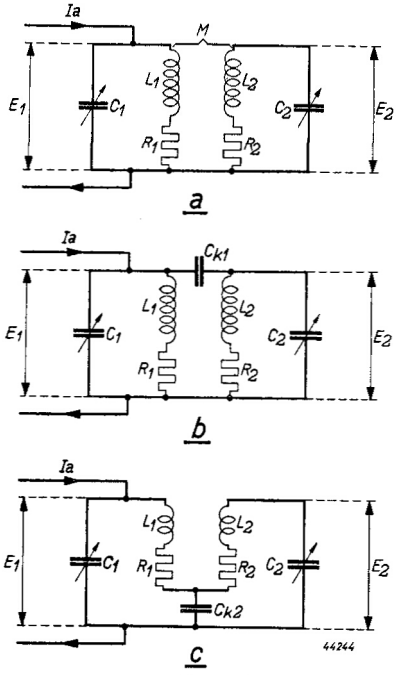


Fig. 30

a. Met koppeling door een wederzijdsche inductie.
b. Met capacitieve koppeling aan de bovenzijde.
c. Met capacitieve koppeling aan de onderzijde.

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$$

Spanning over den secundairen kring van het bandfilter:

$$E_2 = I_a \frac{K/d}{1 + K^2/d^2} Z .$$

Hierin is K een koppelingsfactor.

Gemiddelde waarde van de kringimpedantie:

$$Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} ,$$

$$Z_1 = \frac{L_1}{R_1 C_1} ,$$

$$Z_2 = \frac{L_2}{R_2 C_2} .$$

Verlieshoek:

$$\operatorname{tg}\delta = d = \sqrt{d_1 d_2}, \quad d_1 = \frac{R_1}{\omega_o L_1} , \quad d_2 = \frac{R_2}{\omega_o L_2} .$$

a) Koppeling door een wederzijdsche inductie (fig. 30a):

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} .$$

b) Capacitieve koppeling aan de bovenzijde (fig. 30b):

$$K = \frac{C_{k1}}{\sqrt{C_1 C_2}}.$$

c) Capacitieve koppeling aan de onderzijde (fig. 30c):

$$K = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{C_{k2}}.$$

2) Critische koppeling $K = d$:

$$E_2 = \tfrac{1}{2}\, I_a \,.\, Z.$$

3) Ingangsimpedantie van het bandfilter:

$$\frac{E_1}{I_a} = Z_1 \frac{1}{1 + K^2/d^2}.$$

Ingangsimpedantie bij de critische koppeling:

$$\frac{E_1}{I_a} = \tfrac{1}{2} Z_1 .$$

4) Verhouding tusschen ingangs- en uitgangsspanning:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{d}{K}\sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}.$$

5) Vergelijking van de resonantiekromme:

a = verzwakking =

$$\frac{\text{spanning over den secundairen kring bij de resonantiefrequentie } (= E_{20})}{\text{spanning over den secundairen kring bij de beschouwde frequentie } (= E_2)}.$$

$$a = \frac{E_{20}}{E_2} = \frac{\sqrt{(K^2/d^2 + 1)^2 - 2\,\beta^2/d^2\,(K^2/d^2 - 1) + \beta^4/d^4}}{K^2/d^2 + 1}.$$

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \approx \frac{2\,\Delta\omega}{\omega_0} \text{ (zie IV, 3Ea)}.$$

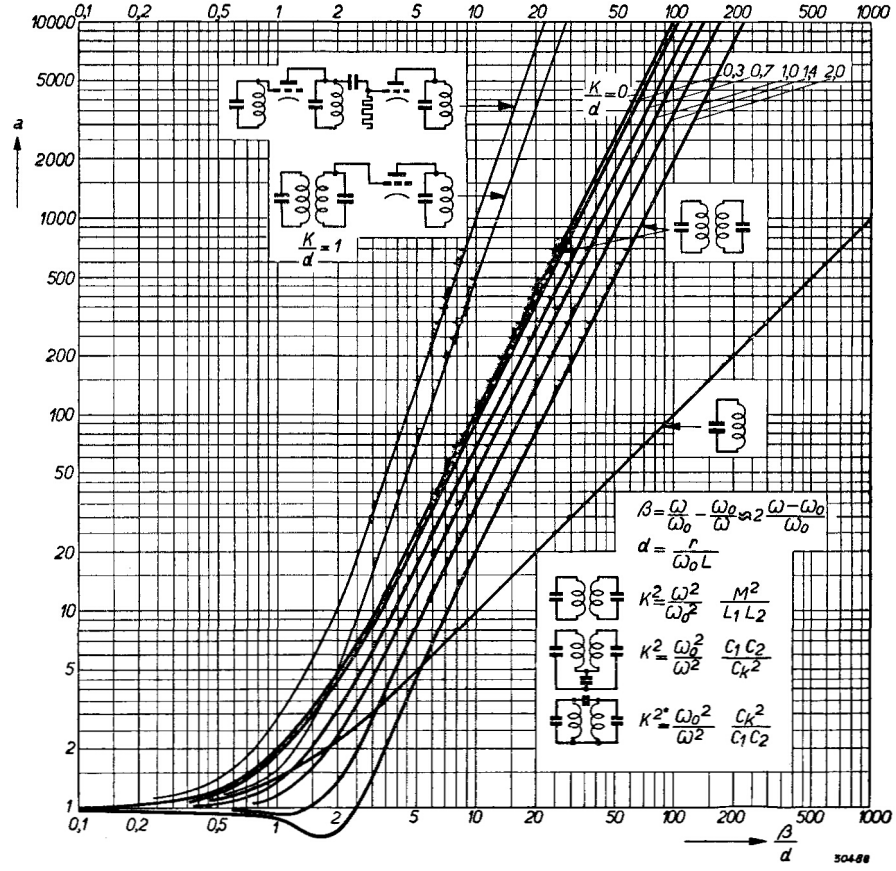
Bij de critische koppeling ($K = d$):

$$a = \frac{\sqrt{\beta^4/d^4 + 4}}{2}.$$

Deze formules gelden alleen in de omgeving van de resonantiefrequentie ω_0, dus zoolang $\frac{\omega}{\omega_0}$ niet veel van 1 verschilt, en als d_1 en d_2 niet veel van elkaar afwijken.

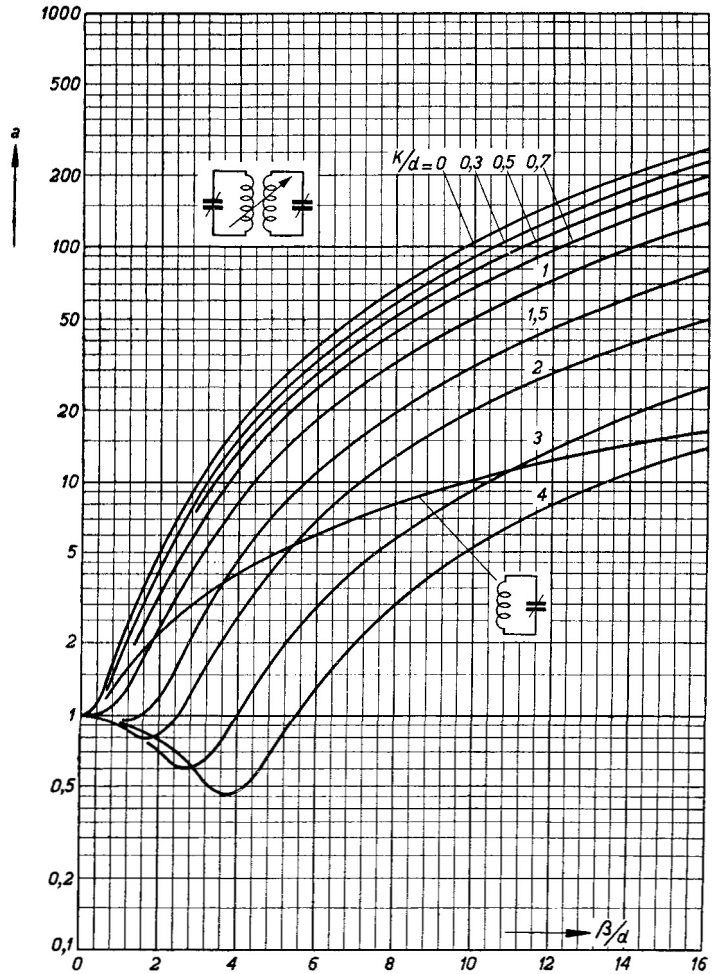
Bandfilterkrommenblad I

Verzwakking a als functie van β/d met K/d als parameter voor alle soorten bandfilters en voor trillingskringen, die door buizen zijn gekoppeld



Bandfilterkrommenblad II

Verzwakking a voor bandfilters als functie van β/d met K/d als parameter.



R/L =							
12.500	2	4	6	8	10	12	kHz
25.000	4	8	12	16	20		
37.500	6	12	18	24			
50.000	8	16	24	32			
75.000	12	24	36				
100.000	16	32	46				

50487

De krommen, die voor inductief gekoppelde kringen zijn gegeven, gelden tevens voor capacitief gekoppelde kringen. Voor kringen met een R/L = 12 500, geldt op de horizontale schaal, voor de frequentieafwijking β/d, de indeeling van 0 tot 12 kHz; voor kringen met een R/L = 25 000, geldt op de horizontale schaal de indeeling van 0 tot 20 kHz, enz. Ook hier geldt de restrictie, dat de frequentie relatief niet te veel van ω_o mag afwijken, dus dat $\frac{\omega_o}{\omega}$ niet belangrijk van 1 mag verschillen. Daarom zijn de schalen voor β/d voor verschillende waarden van R/L niet verder uitgezet dan de in de figuur hoogste aangegeven waarden (voor R/L = 100 000 moet als eindwaarde voor β/d in de figuur 48 in plaats van 46 worden gelezen).

VI. DE FREQUENTIEKARAKTERISTIEK VAN RC-KOPPELINGEN IN LAAGFREQUENT VERSTERKINGSTRAPPEN

1) Weerstandskoppeling tusschen twee buizen

Een weerstandskoppeling tusschen twee buizen kan worden voorgesteld door het schema van fig. 31:

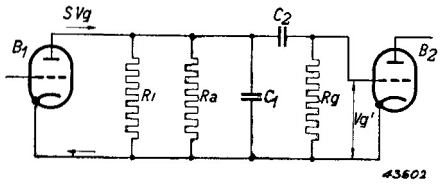


Fig. 31

Hierin is:

SV_g = stroombron gevormd door buis B_1;
R_i = de inwendige weerstand van buis B_1;
R_a = de anodeserieweerstand van buis B_1;
R_g = de roosterlekweerstand van buis B_2;
C_1 = een parallel condensator voor het filteren van de hoogfrequentie of de bedradingscapaciteit;
C_2 = de koppelcondensator.

A. De frequentiekarakteristiek voor hooge frequenties

Voor hooge frequenties is de impedantie van den condensator C_2 klein t.o.v. R_g en kan het schema van fig. 31 vereenvoudigd worden tot het schema van fig. 32. Hierin is:

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_g} \quad \text{en} \quad C = C_1.$$

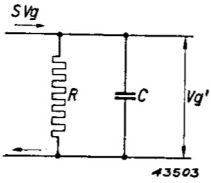


Fig. 32

De impedantie van R en C parallel is:

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}.$$

De roosterwisselspanning V_g' is:

$$V_g' = SV_g Z = \frac{SV_g R}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}.$$

De verhouding $a_{(\omega)}$ van de V_g' voor de frequentie ω tot de V_g' bij een zeer kleine waarde van ω ($\omega RC \ll 1$) is:

$$a_{(\omega)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2}}.$$

In fig. 33 is deze $a_{(\omega)}$ als functie van de frequentie voor verschillende waarden van het product RC aangegeven in %.

Bij kleine waarden van ω nadert de roosterwisselspanning V_g' tot:

$$V_g' = SV_g R.$$

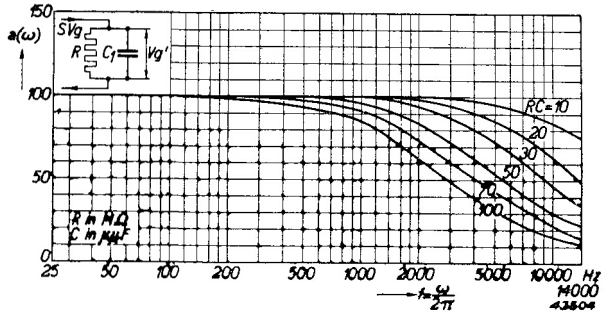


Fig. 33

B. De frequentiekarakteristiek voor lage frequenties

Voor lage frequenties is de impedantie van den condensator C_1 in fig. 31 zeer groot t.o.v. de waarde van de weerstanden en kan haar invloed verwaarloosd worden. De impedantie van C_2 is dan niet meer oneindig klein t.o.v. R_g en er ontstaat spanningsdeeling. Het schema van fig. 31 kan in dit geval vereenvoudigd worden tot het schema van fig. 34a.

Hierin is:

$$\frac{1}{R'} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a},$$

Men kan in fig. 34 de stroombron SV_g met den hieraan parallel geschakelden weerstand R' vervangen door een spanningsbron SV_gR' met een hiermede in serie geschakelden weerstand R'. Dit levert het schema van fig. 34b op.

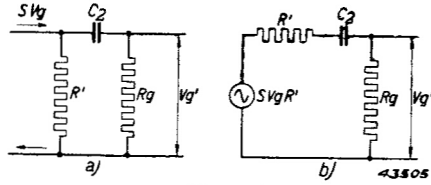


Fig. 34

De roosterwisselspanning V_g' is:

$$V_g' = SV_g \frac{R'R_g}{R' + R_g} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 (R' + R_g)^2 C_2^2}}}.$$

Bij groote waarden van ω is

$$V_g' = SV_g \frac{R'R_g}{R' + R_g} = SV_gR.$$

De verhouding $a_{(\omega)}$ van V_g' voor de frequentie ω tot de V_g' bij een zeer groote waarde van ω $[\omega(R' + R_g) C_2 \gg 1]$ is:

$$a_{(\omega)} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{\omega^2 (R' + R_g)^2 C_2^2}}}.$$

In fig. 35 is deze $a_{(\omega)}$ als functie van de frequentie voor verschillende waarden van het product $(R' + R_g)C_2$ aangegeven in %.

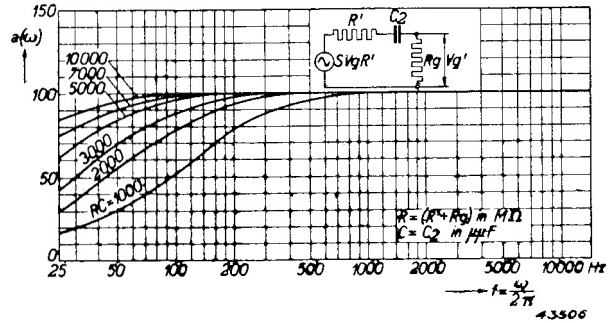


Fig. 35

2) Automatische negatieve roostervoorspanning

Fig. 36 geeft een schema aan voor automatische negatieve roostervoorspanning van een buis. Bij een extreem lage frequentie is de impedantie van den condensator C zeer groot t.o.v. R en kan de condensator C als niet aanwezig worden beschouwd (fig. 36b). Wanneer in fig. 36a de dynamische steilheid van de buis S_d is, is in fig. 36b de dynamische steilheid:

$$S_d' = \frac{S_d}{1 + RS_d}.$$

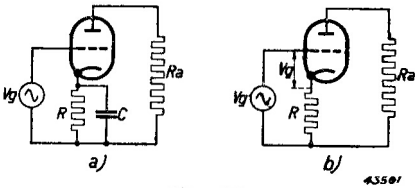


Fig. 36

Het RC-element in de kathodeleiding van de buis veroorzaakt een vermindering $a_{(\omega)}$ van de dynamische steilheid S_d van de buis bij de frequentie ω t.o.v. de dynamische steilheid bij een zeer hooge frequentie ($\omega RC \gg 1$):

$$a_{(\omega)} = \frac{S_d'}{S_d} = \sqrt{\frac{1 + \omega^2R^2C^2}{(1 + RS_d)^2 + \omega^2R^2C^2}}.$$

De vermindering $a_{(\omega)}$ van de dynamische steilheid hangt niet alleen af van RC, doch ook van RSd, en het is daarom niet mogelijk om, met behulp van een enkelvoudige schaar van krommen, de afhankelijkheid van $a_{(\omega)}$ van de frequentie voor te stellen.

3) Ontkoppeling door een RC-filter

De ontkoppeling door cen RC-filter (zie fig. 37) wordt bepaald door de verhouding tusschen de spanning V_2 over den condensator en de spanning V_1 aan den ingang van het filter:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2R^2C^2 + 1}},$$

of in procenten:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{100}{\sqrt{\omega^2R^2C^2 + 1}}\ \%.$$

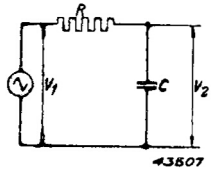


Fig. 37

Met behulp van de volgende eenvoudige formule kan men snel en met tamelijk groote nauwkeurigheid de voor n% ontkoppeling benoodigde waarde van het product RC voor een gegeven frequentie berekenen, indien $n < 30$:

$$RC = \frac{16 \cdot 10^6}{n \cdot f}.$$

Hierin is:

R = de weerstand in Ω;
C = de capaciteit in μF;
f = de frequentie in Hz.

4) Koppeling door een CR-element

Wanneer een koppeling aan een spanningsbron V_1 door middel van een CR-element plaats heeft (zie fig. 38), dan is de spanning V_2 over den weerstand R gegeven door:

$$V_2 = \frac{R}{\sqrt{R^2 + 1/\omega^2 C^2}} V_1 =$$

$$= \frac{\omega RC}{\sqrt{\omega^2 R^2 C^2 + 1}} V_1.$$

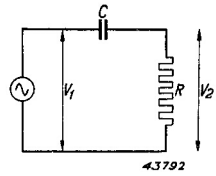


Fig. 38

VII. DE H.F. WEERSTAND VAN ROND DRAAD TEN GEVOLGE VAN HET SKINEFFECT

Ten gevolge van het zoogenaamde huid- of skineffect is de weerstand van een draad voor stroomen van hooge frequenties grooter dan de gelijkstroomweerstand. De H.F. weerstand van rond draad hangt af van een grootheid x_1. Noemen we den weerstand voor hooge frequenties R en den gelijkstroomweerstand R_o, dan is de verhouding R/R_o tusschen deze grootheden een functie van x_1. De grootheid x_1 is gegeven door:

$$x_1 = \pi r_1 \sqrt{\mu \kappa \nu 10^{-9}}.$$

Hierin is:

r_1 = straal van de draaddoorsnede in cm;
μ = permeabiliteit;
κ = soortelijk geleidingsvermogen in $\frac{1}{\Omega \text{ cm}}$;
ν = frequentie van den wisselstroom in Hz.

Heeft men x_1 voor een gegeven doorsnede van een draad bepaald, dan kan men de verhouding R/R_o vinden met behulp van:

a) $R/R_o = 1 + \frac{x_1^4}{3} - \frac{4}{45} x_1^8$ voor $0 < x_1 < 0{,}8$;

b) $R/R_o = 0{,}997 x_1 + 0{,}277$ voor $1{,}5 < x_1 < 2$;

c) $R/R_o = x_1 + 0{,}25 + \frac{3}{64 x_1}$ voor $x_1 > 2$.

Voor waarden van x_1, die tusschen 0,8 en 1,5 liggen, kan men R/R_o bepalen met behulp van de onderstaande tabel:

TABEL I

x_1	R/R_o	x_1	R/R_o	x_1	R/R_o
0,80	1,11	1,05	1,31	1,30	1,56
0,85	1,14	1,10	1,35	1,35	1,61
0,90	1,18	1,15	1,40	1,40	1,66
0,95	1,22	1,20	1,45	1,45	1,72
1,0	1,26	1,25	1,50		

Hieronder volgen eenige waarden voor het soortelijk geleidingsvermogen in $\frac{1}{\Omega \text{ cm}}$ en de permeabiliteit.

TABEL II

Soortelijk geleidingsvermogen en permeabiliteit voor eenige materialen

Materiaal	Soortelijk geleidingsvermogen κ in $\frac{1}{\Omega \text{ cm}}$	Permeabiliteit μ
Koper	$58.2.10^4$	1
Messing	$14,3.10^4$	1
Tin	$8,7.10^4$	1
Constantaan	$2,0.10^4$	1
IJzer	$1,0.10^4$	1000 [1])
Chroomnikkel	$0,9.10^4$	1

In de onderstaande tabel is de verhooging van den weerstand (R/R_o) voor koperdraad ten gevolge van het skineffect voor eenige draaddiameters en frequenties opgegeven:

TABEL III

Verhooging van den weerstand van koperdraad door het skineffect

Draad-diameter mm	R/R_o bij een frequentie ν van:				
	100 kHz ($\lambda = 3000$ m)	500 kHz ($\lambda = 600$ m)	1000 kHz ($\lambda = 300$ m)	3000 kHz ($\lambda = 100$ m)	10 MHz ($\lambda = 30$ m)
0,05	1,00	1,00	1,00	1,0	1,2
0,1	1,00	1,00	1,01	1,2	1,5
0,2	1,03	1,04	1,1	1,5	2,6
0,3	1,04	1,06	1,4	2,2	3,8
0,5	1,05	1,4	2,2	3,2	6,1
0,7	1,13	1,9	2,8	4,5	8,8
0,9	1,37	2,6	3,6	6,2	11,1
1,0	1,50	2,8	4,2	6,9	14,3
2,0	2,76	5,4	8,1	9	50

Deze waarden gelden alleen voor een rechten draad.

[1]) Bij hooge frequenties (10—100 MHz) is de permeabiliteit voor ijzer ongeveer 200.

Hieronder worden nog voor eenige materialen opgegeven de draaddiameters, waarbij, bij een frequentie van 30 MHz, de weerstandstoename ten gevolge van het skineffect 1% bedraagt:

Koper:	20 μ	Constantaan:	108 μ
Messing:	40,4 μ	Chroomnikkel:	161 μ

VIII. BEREKENING VAN ZELFINDUCTIES

1) De zelfinductie van een cirkelvormige winding van een ronden draad (fig. 39)

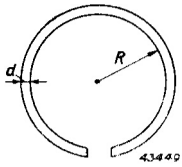


Fig. 39

De zelfinductie van een cirkelvormige winding van een ronden draad, zooals in fig. 39 is aangegeven, kan worden berekend met behulp van de formule:

$$L = 4\pi R \left(\ln \frac{2R}{d} + 0{,}33\right) 10^{-9} \text{ henry.}$$

Hierin is:

R = de straal van de cirkelvormige winding in cm,

d = diameter van den draad in cm.

Deze formule geldt voor het geval, dat d veel kleiner is dan R. De bijdrage van het veld binnen in den draad tot de zelfinductie, de z.g. inwendige zelfinductie, is in de formule begrepen. Deze is steeds evenredig met de draaddikte en bedraagt $0{,}5.10^{-9}$ henry/cm. Bij hooge frequenties, waarbij, ten gevolge van het skineffect de stroom langs de oppervlakte van den draad vloeit, verdwijnt deze inwendige zelfinductie. De term 0,33 verandert dan in 0,08.

2) De wederzijdsche inductie tusschen twee gelijke, evenwijdige, cirkelvormige windingen van een ronden draad

De wederzijdsche inductie tusschen twee gelijke, evenwijdige, cirkelvormige windingen van een ronden draad kan worden berekend met behulp van de formule:

$$M = 4\pi R \left(\ln \frac{R}{a} + 0{,}08\right) 10^{-9} \text{ henry.}$$

Hierin is:

R = de straal van de cirkelvormige windingen in cm,

a = afstand tusschen de draden hart op hart, in cm.

3) De zelfinductie van een vierkante winding (fig. 40)

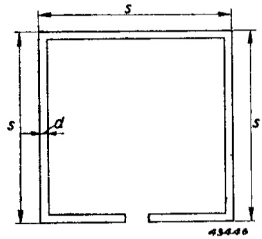


Fig. 40

De zelfinductie van een vierkante winding, zooals in fig. 40 is aangegeven, kan worden berekend met behulp van de formule:

$$L = 8s\ (\ln \frac{2s}{d} - 0{,}524)\ 10^{-9}\ \text{henry}.$$

Hierin is:

s = lengte van een van de zijden van het vierkant in cm,
d = diameter van den draad in cm.

Deze formule geldt voor het geval, dat d veel kleiner is dan s, en omvat ook de bijdrage van de inwendige zelfinductie. Zonder deze laatste verandert de term —0,524 in —0,774.

4) De zelfinductie van luchtspoelen (fig. 41)

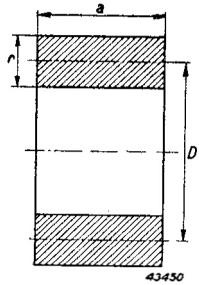


Fig. 41

De zelfinductie van een cylindrische luchtspoel met rechthoekige wikkelingsdoorsnede (zie fig. 41) kan worden berekend met behulp van de formule:

$$L = n^2 D \Phi\ 10^{-9}\ \text{henry}.$$

Hierin is:

n = aantal windingen,
D = gemiddelde diameter van de windingen in cm, (zie fig. 41).

De waarde van Φ kan voor een eerste benadering van de zelfinductie worden berekend met behulp van:

$$\Phi = 20\ \frac{1 - 2\,r/D}{1 + 2a/D}.$$

Hierin is:

r = dikte van de spoel in cm,
a = lengte van de spoel in cm.

De nauwkeurige waarde van Φ vindt men door gebruik te maken van de krommenscharen van de fig. 42, 43 en 44 (overgenomen uit J. Hak, Eisenlose Drosselspulen, uitgave van K. F. Koehler, Leipzig, 1938). In deze figuren is $\alpha = a/D$ en $\rho = r/D$. De inwendige zelfinductie is in deze formules begrepen.

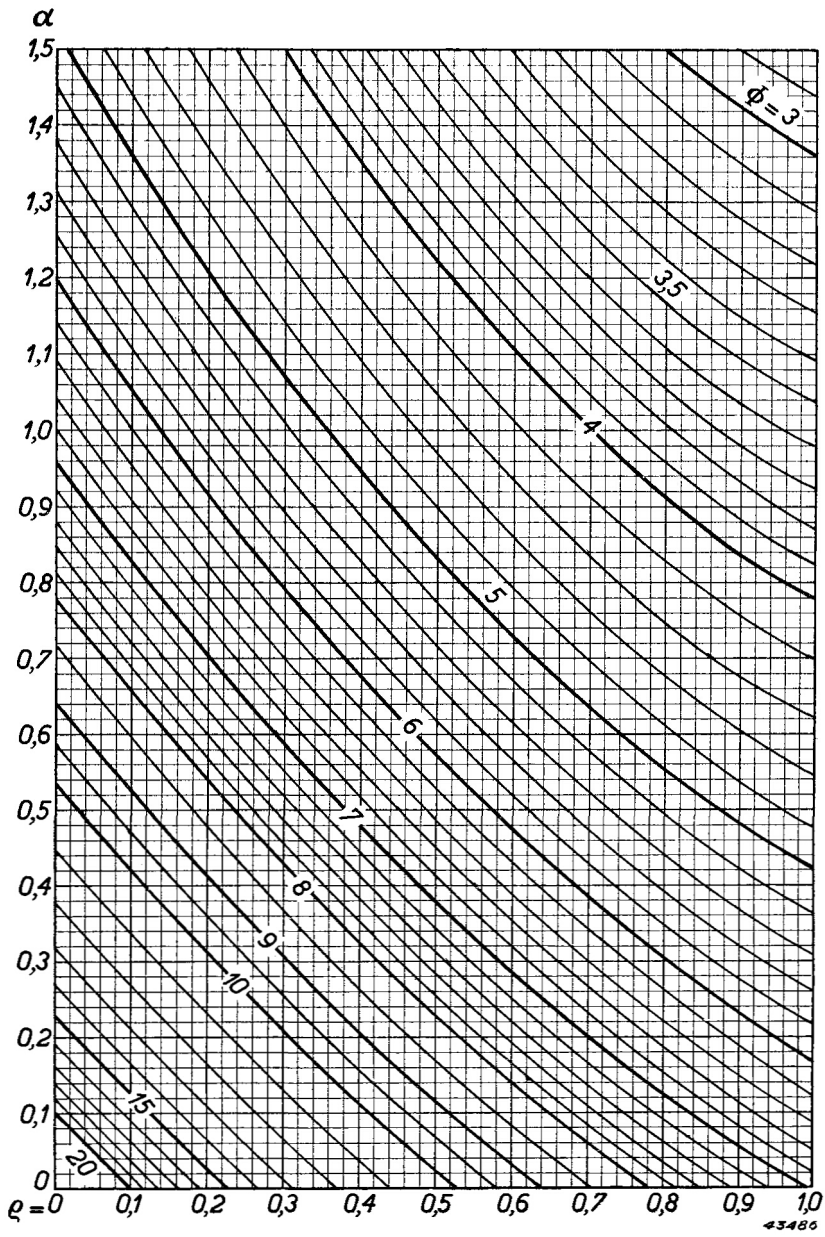


Fig. 42

De waarde van Φ als functie van $\alpha = a/D$ en $\rho = r/D$, ter bepaling van de zelfinductie van een cylindrische luchtspoel met rechthoekige wikkelingsdoorsnede met behulp van de formule $L = n^2 D \Phi \ 10^{-9}$ henry. Waarden van ρ van 0 tot 1 en van α van 0 tot 1,5.

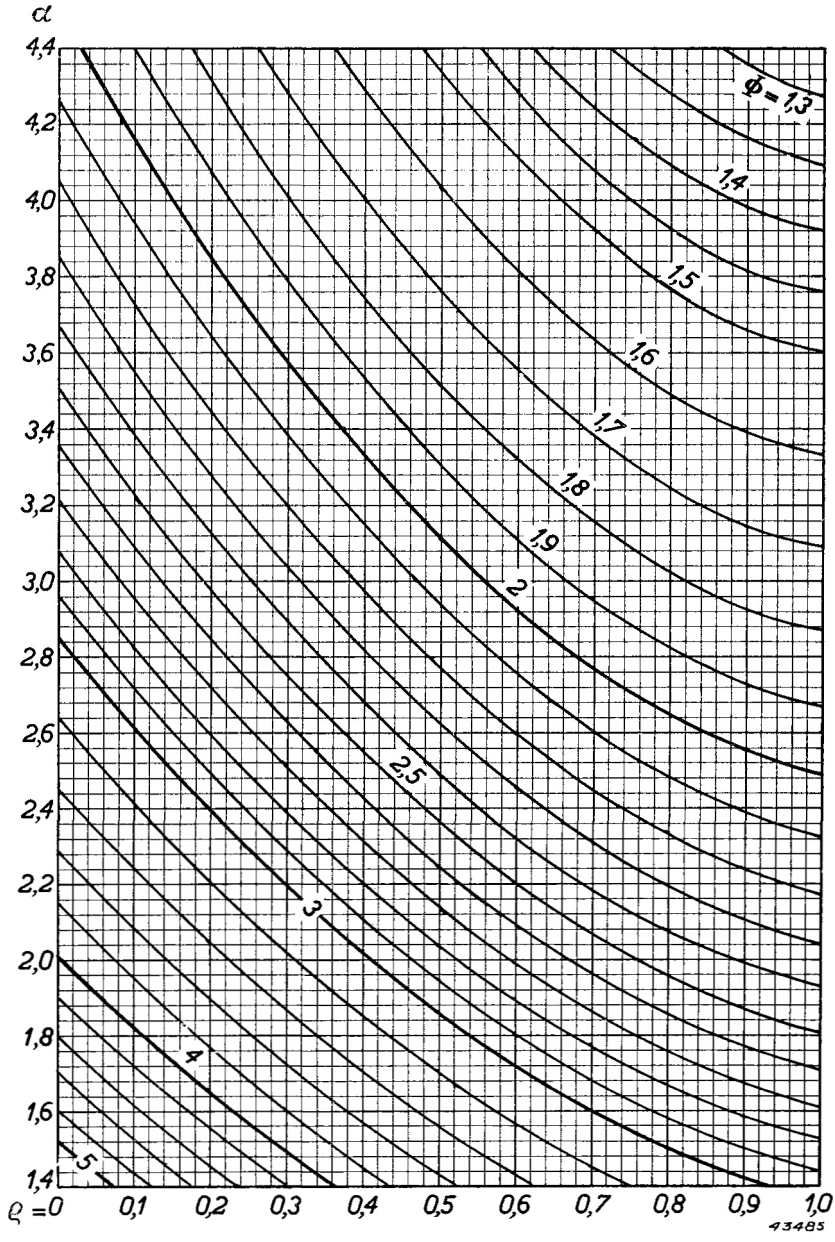


Fig. 43

De waarde van Φ als functie van $\alpha = a/D$ en $\rho = r/D$, ter bepaling van de zelfinductie van een cylindrische luchtspoel met rechthoekige wikkelingsdoorsnede met behulp van formule $L = n^2 D \Phi \, 10^{-9}$ henry. Waarden van ρ van 0 tot 1 en van α van 1,4 tot 4,4.

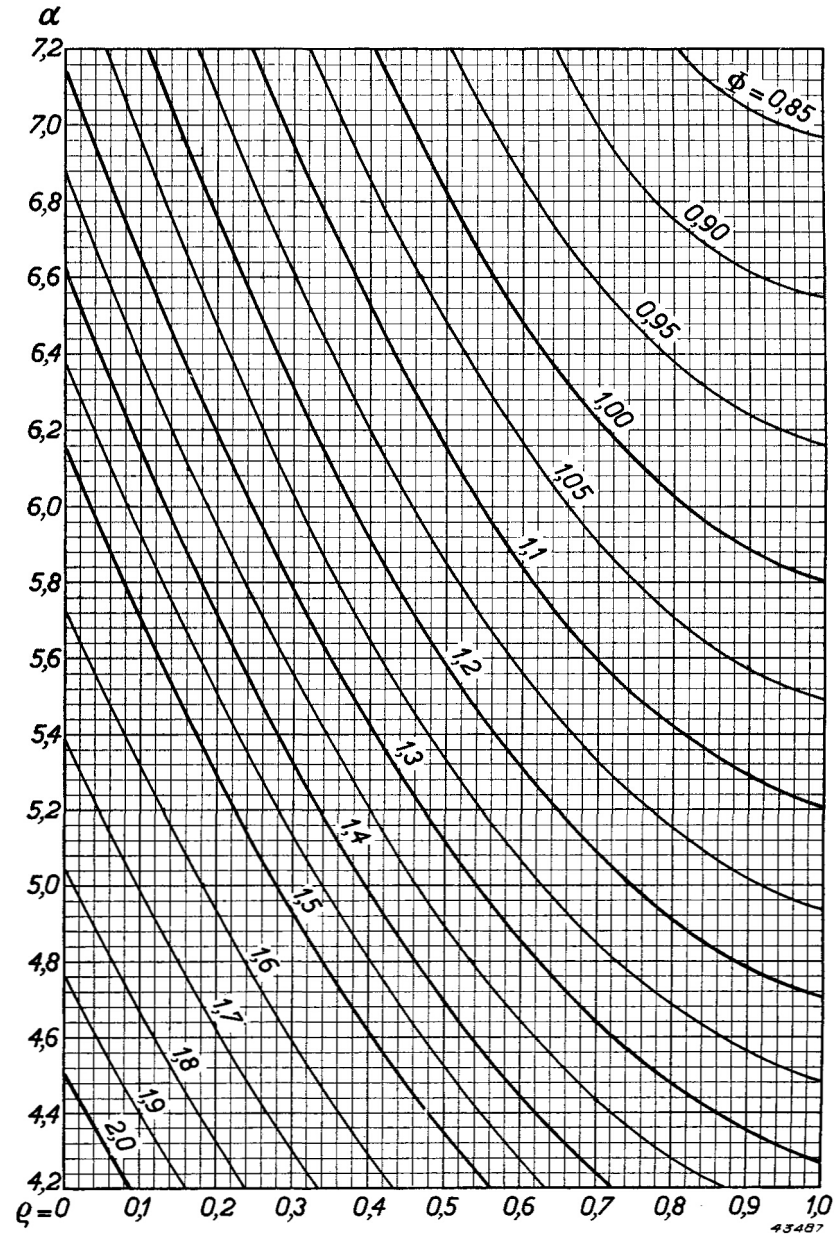


Fig. 44

De waarde van Φ als functie van $\alpha = a/D$ en $\rho = r/D$, ter bepaling van de zelfinductie van een cylindrische luchtspoel met rechthoekige wikkelingsdoorsnede met behulp van formule $L = n^2 D \Phi \, 10^{-9}$ henry. Waarden van ρ van 0 tot 1 en van α van 4,2 tot 7,2.

IX. EIGENSCHAPPEN VAN LANGE LEIDINGEN

In de hiernavolgende uitdrukkingen voor de zelfinducties zijn de inwendige zelfinducties niet begrepen.

1) Rechte, ronde draad parallel aan aarde (fig. 45)

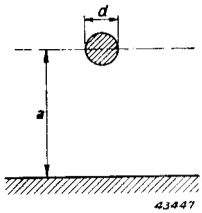


Fig 45

a) Capaciteit per centimeter lengte:

$$C = \frac{\varepsilon}{1{,}8 \ln \frac{4a}{d}} 10^{-12} \text{ F/cm.}$$

b) Zelfinductie per centimeter lengte:

$$L = 2\mu \ln \frac{4a}{d} 10^{-9} \text{ H/cm.}$$

a en d in cm, ε = diëlectriciteitsconstante (voor lucht $\varepsilon = 1$), μ = permeabiliteit (voor lucht $\mu = 1$).

Deze formules gelden voor het geval, dat d veel kleiner is dan a.

2) Twee parallele draden in lucht opgehangen (fig. 46)

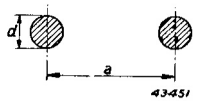


Fig. 46

a) Capaciteit per centimeter lengte:

$$C = \frac{\varepsilon}{3{,}6 \ln \frac{2a}{d}} 10^{-12} \text{ F/cm.}$$

b) Zelfinductie per centimeter lengte:

$$L = 4\mu \ln \frac{2a}{d} 10^{-9} \text{ H/cm.}$$

c) Golfweerstand:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = 120 \ln \frac{2a}{d} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \Omega.$$

a en d in cm, ε = diëlectriciteitsconstante, μ = permeabiliteit.

Deze formules gelden voor het geval, dat d veel kleiner is dan a.

3) Concentrische leiding of kabel (fig. 47)

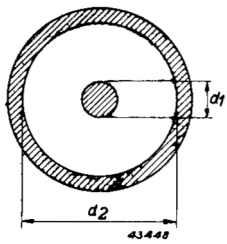


Fig. 47

a) Capaciteit per centimeter lengte:

$$C = \frac{\varepsilon}{1{,}8 \ln \frac{d_2}{d_1}} 10^{-12} \text{ F/cm.}$$

b) Zelfinductie per centimeter lengte:

$$L = 2\mu \ln \frac{d_2}{d_1} 10^{-9} \text{ H/cm.}$$

c) Golfweerstand:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = 60 \ln \frac{d_2}{d_1} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \Omega.$$

d_2 en d_1 in cm, ε = diëlectriciteitsconstante, μ = permeabiliteit.

X. BEREKENING VAN CAPACITEITEN

De capaciteit van een condensator bestaande uit twee evenwijdige vlakke platen (fig. 48)

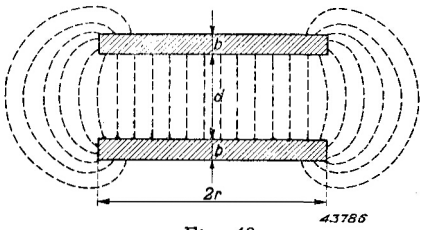


Fig. 48

De capaciteit van twee gelijke, evenwijdige, vlakke, geleidende platen wordt, bij verwaarloozing van de randeffecten, gegeven door:

$$C = \frac{\varepsilon O}{4\pi d}\ \text{cm} = \frac{\varepsilon O}{3{,}6\pi d}\ 10^{-12}\ \text{farad.}$$

Hierin is:

O = oppervlakte van de platen in cm²;
d = afstand tusschen de platen in cm;
ε = diëlectriciteitsconstante van het isolatiemateriaal tusschen de platen.

De capaciteit van twee gelijke, evenwijdige, vlakke cirkelvormige platen, wordt, de randeffecten in aanmerking genomen, gegeven door:

$$C = \frac{\varepsilon r^2}{4d} + \frac{\varepsilon r}{4\pi}\left[\ln\frac{16\pi r\,(d+b)}{d^2} + \frac{b}{d}\ln\frac{d+b}{b} + 1\right]\text{cm.}$$

Hierin is:

r = straal van de cirkelvormige platen in cm;
d = afstand tusschen de platen in cm;
b = dikte van de platen in cm;
ε = diëlectriciteitsconstante van het isolatiemateriaal.

XI. TABELLEN EN GRAFIEKEN

Decibel en Neper

Definities

Onder een bel verstaat men de logarithme, met het grondtal 10, van de verhouding van twee vermogens, dus het tweevoud van de logarithme van de verhoudingen der overeenkomstige amplituden van spanningen, stroomen, drukken of snelheden.
Een decibel (dB) is het tiende gedeelte van een bel, zoodat versterking of verzwakking als volgt kan worden uitgedrukt in dB :

(1) $$\text{aantal dB} = 10\ {}^{10}\log \frac{W_2}{W_1} = 20\ {}^{10}\log \frac{V_2}{V_1} = 20\ {}^{10}\log \frac{I_2}{I_1}.$$

De neper (N) is de logarithme van de verhouding van twee amplituden van spanningen, stroomen, drukken of snelheden, met $\varepsilon = 2{,}718$ als grondtal, zoodat versterking of verzwakking als volgt kan worden uitgedrukt in de eenheid neper:

(2) $$\text{aantal N} = {}^{\varepsilon}\log \frac{V_2}{V_1} = {}^{\varepsilon}\log \frac{I_2}{I_1}.$$

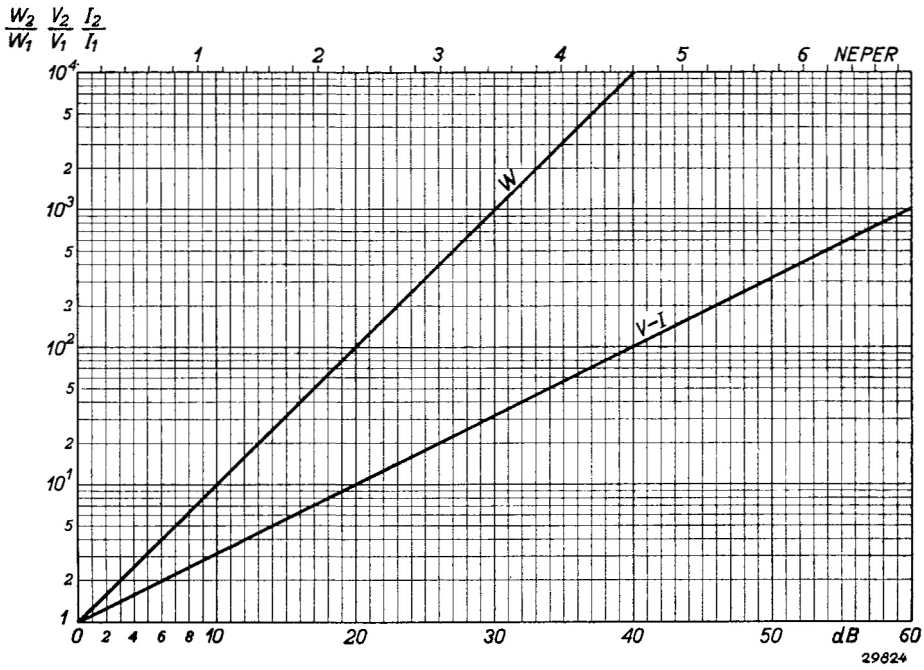
Het is mogelijk, nepers in decibels en omgekeerd om te rekenen met behulp van de formules (3) en (4):

(3) $$1\ \text{dB} = 0{,}1151\ \text{N}\ \text{en}$$

(4) $$1\ \text{N} = 8{,}686\ \text{dB}.$$

Met behulp van de onderstaande grafiek is het mogelijk, decibels en nepers in verhoudingen van vermogens en van de daarmede overeenkomende spanningen en stroomen af te lezen.

GRAFIEK



TABEL

voor het omrekenen van golflengten in frequenties en omgekeerd

$$\lambda(m) = \frac{3.10^8}{f\,(kHz)} = \frac{300}{f\,(MHz)}$$

kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz	m
100	3000	200	1500	300	1000.0	400	750.0	500	600.0	600	500.0	700	428.6	800	375.0	900	333.3
101	2970	201	1493	301	996.7	401	748.1	501	598.8	601	499.2	701	428.0	801	374.5	901	333.0
102	2941	202	1485	302	993.4	402	746.3	502	597.6	602	498.3	702	427.4	802	374.1	902	332.6
103	2913	203	1478	303	990.1	403	744.4	503	596.4	603	497.5	703	426.7	803	373.6	903	332.2
104	2885	204	1471	304	986.8	404	742.6	504	595.2	604	496.7	704	426.1	804	373.1	904	331.9
105	2857	205	1463	305	983.6	405	740.7	505	594.1	605	495.9	705	425.5	805	372.7	905	331.5
106	2830	206	1456	306	980.4	406	738.9	506	592.9	606	495.0	706	424.9	806	372.2	906	331.1
107	2804	207	1449	307	977.2	407	737.1	507	591.7	607	494.2	707	424.3	807	371.7	907	330.8
108	2778	208	1442	308	974.0	408	735.3	508	590.6	608	493.4	708	423.7	808	371.3	908	330.4
109	2752	209	1435	309	970.9	409	733.5	509	589.4	609	492.6	709	423.1	809	370.8	909	330.0
110	2727	210	1429	310	967.7	410	731.7	510	588.2	610	491.8	710	422.5	810	370.4	910	329.7
111	2703	211	1422	311	964.6	411	729.9	511	587.1	611	491.0	711	421.9	811	369.9	911	329.3
112	2679	212	1415	312	961.5	412	728.2	512	585.9	612	490.2	712	421.3	812	369.5	912	328.9
113	2655	213	1408	313	958.5	413	726.4	513	584.8	613	489.4	713	420.8	813	369.0	913	328.6
114	2632	214	1402	314	955.4	414	724.6	514	583.7	614	488.6	714	420.2	814	368.6	914	328.2
115	2609	215	1395	315	952.4	415	722.9	515	582.5	615	487.8	715	419.6	815	368.1	915	327.9
116	2586	216	1389	316	949.4	416	721.2	516	581.4	616	487.0	716	419.0	816	367.6	916	327.5
117	2564	217	1382	317	946.4	417	719.4	517	580.3	617	486.2	717	418.4	817	367.2	917	327.2
118	2542	218	1376	318	943.4	418	717.7	518	579.2	618	485.4	718	417.8	818	366.7	918	326.8
119	2521	219	1370	319	940.4	419	716.0	519	578.0	619	484.7	719	417.2	819	366.3	919	326.4
120	2500	220	1364	320	937.5	420	714.3	520	576.9	620	483.9	720	416.7	820	365.9	920	326.1
121	2479	221	1357	321	934.6	421	712.6	521	575.8	621	483.1	721	416.1	821	365.4	921	325.7
122	2459	222	1351	322	931.7	422	710.9	522	574.7	622	482.3	722	415.5	822	365.0	922	325.4
123	2439	223	1345	323	928.8	423	709.2	523	573.6	623	481.5	723	414.9	823	364.5	923	325.0
124	2419	224	1339	324	925.9	424	707.5	524	572.5	624	480.8	724	414.4	824	364.1	924	324.7
125	2400	225	1333	325	923.1	425	705.9	525	571.4	625	480.0	725	413.8	825	363.6	925	324.3
126	2381	226	1327	326	920.2	426	704.2	526	570.3	626	479.2	726	413.2	826	363.2	926	324.0
127	2362	227	1322	327	917.4	427	702.6	527	569.3	627	478.5	727	412.7	827	362.8	927	323.6
128	2344	228	1316	328	914.6	428	700.9	528	568.2	628	477.7	728	412.1	828	362.3	928	323.3
129	2326	229	1310	329	911.9	429	699.3	529	567.1	629	476.9	729	411.5	829	361.9	929	322.9
130	2308	230	1304	330	909.1	430	697.6	530	566.0	630	476.2	730	411.0	830	361.4	930	322.6
131	2290	231	1299	331	906.3	431	696.1	531	565.0	631	475.4	731	410.4	831	361.0	931	322.2
132	2273	232	1293	332	903.6	432	694.4	532	563.9	632	474.7	732	409.8	832	360.6	932	321.9
133	2256	233	1287	333	900.9	433	692.8	533	562.8	633	473.9	733	409.3	833	360.1	933	321.5
134	2239	234	1282	334	898.2	434	691.2	534	561.8	634	473.2	734	408.7	834	359.7	934	321.2
135	2222	235	1277	335	895.5	435	689.7	535	560.7	635	472.4	735	408.2	835	359.3	935	320.9
136	2206	236	1271	336	892.9	436	688.1	536	559.7	636	471.7	736	407.6	836	358.9	936	320.5
137	2190	237	1266	337	890.2	437	686.5	537	558.7	637	471.0	737	407.1	837	358.4	937	320.2
138	2174	238	1261	338	887.6	438	684.9	538	557.6	638	470.2	738	406.5	838	358.0	938	319.8
139	2158	239	1255	339	885.0	439	683.4	539	556.6	639	469.5	739	406.0	839	357.6	939	319.5
140	2143	240	1250	340	882.4	440	681.8	540	555.5	640	468.8	740	405.4	840	357.1	940	319.1
141	2128	241	1245	341	879.8	441	680.3	541	554.5	641	468.0	741	404.9	841	356.7	941	318.8
142	2113	242	1240	342	877.2	442	678.7	542	553.5	642	467.3	742	404.3	842	356.3	942	318.5
143	2098	243	1235	343	874.6	443	677.2	543	552.5	643	466.6	743	403.8	843	355.9	943	318.1
144	2083	244	1230	344	872.1	444	675.7	544	551.5	644	465.8	744	403.2	844	355.5	944	317.8
145	2069	245	1224	345	869.6	445	674.2	545	550.5	645	465.1	745	402.7	845	355.0	945	317.5
146	2055	246	1220	346	867.1	446	672.6	546	549.5	646	464.4	746	402.1	846	354.6	946	317.1
147	2041	247	1215	347	864.6	447	671.1	547	548.4	647	463.7	747	401.6	847	354.2	947	316.8
148	2027	248	1210	348	862.1	448	669.6	548	547.4	648	463.0	748	401.1	848	353.8	948	316.5
149	2013	249	1205	349	859.6	449	668.2	549	546.4	649	462.2	749	400.5	849	353.4	949	316.1
150	2000	250	1200	350	857.1	450	666.7	550	545.5	650	461.5	750	400.0	850	352.9	950	315.8
151	1987	251	1195	351	854.7	451	665.2	551	544.5	651	460.8	751	399.5	851	352.5	951	315.5
152	1974	252	1191	352	852.3	452	663.7	552	543.5	652	460.1	752	398.9	852	352.1	952	315.1
153	1961	253	1186	353	849.9	453	662.3	553	542.5	653	459.4	753	398.4	853	351.7	953	314.8
154	1948	254	1181	354	847.5	454	660.8	554	541.5	654	458.7	754	397.9	854	351.3	954	314.5
155	1935	255	1176	355	845.1	455	659.3	555	540.5	655	458.0	755	397.4	855	350.9	955	314.1
156	1923	256	1172	356	842.7	456	657.9	556	539.6	656	457.3	756	396.8	856	350.5	956	313.8
157	1911	257	1167	357	840.3	457	656.5	557	538.6	657	456.6	757	396.3	857	350.1	957	313.5
158	1899	258	1163	358	838.0	458	655.0	558	537.6	658	455.9	758	395.8	858	349.7	958	313.2
159	1887	259	1158	359	835.7	459	653.6	559	536.7	659	455.2	759	395.3	859	349.2	959	312.8
160	1875	260	1154	360	833.3	460	652.2	560	535.7	660	454.5	760	394.7	860	348.8	960	312.5
161	1863	261	1149	361	831.0	461	650.8	561	534.8	661	453.9	761	394.2	861	348.4	961	312.2
162	1852	262	1145	362	828.7	462	649.4	562	533.8	662	453.2	762	393.7	862	348.0	962	311.9
163	1840	263	1141	363	826.4	463	647.9	563	532.9	663	452.5	763	393.2	863	347.6	963	311.5
164	1829	264	1136	364	824.2	464	646.6	564	531.9	664	451.8	764	392.7	864	347.2	964	311.2
165	1818	265	1132	365	821.9	465	645.2	565	531.0	665	451.1	765	392.2	865	346.8	965	310.9
166	1807	266	1128	366	819.7	466	643.8	566	530.0	666	450.5	766	391.6	866	346.4	966	310.6
167	1796	267	1124	367	817.4	467	642.4	567	529.1	667	449.8	767	391.1	867	346.0	967	310.2
168	1786	268	1119	368	815.2	468	641.0	568	528.2	668	449.1	768	390.6	868	345.6	968	309.9
169	1775	269	1115	369	813.0	469	639.7	569	527.2	669	448.4	769	390.1	869	345.2	969	309.6
170	1765	270	1111	370	810.8	470	638.3	570	526.3	670	447.8	770	389.6	870	344.8	970	309.3
171	1754	271	1107	371	808.6	471	636.9	571	525.4	671	447.1	771	389.1	871	344.4	971	309.0
172	1744	272	1103	372	806.5	472	635.6	572	524.5	672	446.4	772	388.6	872	344.0	972	308.6
173	1734	273	1099	373	804.3	473	634.2	573	523.6	673	445.8	773	388.1	873	343.6	973	308.3
174	1724	274	1095	374	802.1	474	632.9	574	522.6	674	445.1	774	387.6	874	343.2	974	308.0
175	1714	275	1091	375	800.0	475	631.6	575	521.7	675	444.4	775	387.1	875	342.9	975	307.7
176	1705	276	1087	376	797.9	476	630.3	576	520.8	676	443.8	776	386.6	876	342.5	976	307.4
177	1695	277	1083	377	795.8	477	628.9	577	519.9	677	443.1	777	386.1	877	342.1	977	307.1
178	1685	278	1079	378	793.7	478	627.6	578	519.0	678	442.5	778	385.6	878	341.7	978	306.7
179	1676	279	1075	379	791.6	479	626.3	579	518.1	679	441.8	779	385.1	879	341.3	979	306.4
180	1667	280	1071	380	789.5	480	625.0	580	517.2	680	441.2	780	384.6	880	340.9	980	306.1
181	1657	281	1068	381	787.4	481	623.7	581	516.4	681	440.5	781	384.1	881	340.5	981	305.8
182	1648	282	1064	382	785.3	482	622.4	582	515.5	682	439.9	782	383.6	882	340.1	982	305.5
183	1639	283	1060	383	783.3	483	621.1	583	514.6	683	439.2	783	383.1	883	339.8	983	305.2
184	1630	284	1056	384	781.3	484	619.8	584	513.7	684	438.6	784	382.7	884	339.4	984	304.9
185	1622	285	1053	385	779.2	485	618.5	585	512.8	685	438.0	785	382.2	885	339.0	985	304.6
186	1613	286	1049	386	777.2	486	617.3	586	511.9	686	437.3	786	381.7	886	338.6	986	304.3
187	1604	287	1045	387	775.2	487	616.0	587	511.1	687	436.7	787	381.2	887	338.2	987	304.0
188	1596	288	1042	388	773.2	488	614.7	588	510.2	688	436.0	788	380.7	888	337.8	988	303.6
189	1587	289	1038	389	771.2	489	613.5	589	509.3	689	435.4	789	380.2	889	337.5	989	303.3
190	1579	290	1034	390	769.2	490	612.2	590	508.5	690	434.8	790	379.7	890	337.1	990	303.0
191	1571	291	1031	391	767.3	491	611.0	591	507.6	691	434.2	791	379.3	891	336.7	991	302.7
192	1563	292	1027	392	765.4	492	609.8	592	506.8	692	433.5	792	378.8	892	336.3	992	302.4
193	1554	293	1024	393	763.4	493	608.5	593	505.9	693	432.9	793	378.3	893	335.9	993	302.1
194	1546	294	1020	394	761.4	494	607.3	594	505.1	694	432.3	794	377.8	894	335.6	994	301.8
195	1538	295	1017	395	759.5	495	606.1	595	504.2	695	431.7	795	377.4	895	335.2	995	301.5
196	1531	296	1013	396	757.6	496	604.8	596	503.4	696	431.0	796	376.9	896	334.8	996	301.2
197	1523	297	1010	397	755.7	497	603.6	597	502.5	697	430.4	797	376.4	897	334.4	997	300.9
198	1515	298	1007	398	753.8	498	602.4	598	501.7	698	429.8	798	375.9	898	334.1	998	300.6
199	1508	299	1003	399	751.9	499	601.2	599	500.8	699	429.2	799	375.5	899	333.7	999	300.3

m	kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz	m	kHz

29632

DE DOORSLAGVELDSTERKTE VAN ENKELE ISOLATIEMATERIALEN

Materiaal	Max. veldsterkte $\frac{kV}{mm}$ [1]	Materiaal	Max. veldsterkte $\frac{kV}{mm}$ [1]
Bakelite	32,5	Mica	24÷41
Calan	50÷64	Papier (geolied)	28÷42
Calit	50÷64	Papier (gelakt)	42÷85
Celluloid	42	Parafine	17
Condensa C	21	Porselein (hard)	14÷28
Condensa F	21÷28	Presspaan	17
Condensa N	21÷28	Rubber (zacht)	27
Frequenta	42÷50	Transformatorolie	17
Glas (gewoon)	11÷12,5	Was	17
Lucht	3,2		

[1]) Gelijkspanning of topwaarde van de wisselspanning van 50 Hz.

DE DIËLECTRICITEITSCONSTANTE EN DE VERLIESFACTOR VAN ISOLATIEMATERIALEN BIJ KAMERTEMPERATUUR

Materiaal	Diëlectriciteitsconstante ε	Verliesfactor tgδ 10^4		
		bij 1000 Hz	bij 1000 kHz (300 m)	bij 10 MHz (30 m)
Bakelite	3÷5	50÷200	160	220
Barnsteen	2,9	—	300	300
Calan	6,6	—	2,1	2,2
Calit	6,5	5	4÷5	3÷4
Celluloid	3,3÷3,5	—	490	480
Condensa C	80	300÷500	6,0	3,2
Condensa F	65	—	4,0	3,6
Condensa N	40	—	6,9	4,6
Eboniet	3	25÷230	65÷110	60÷110
Emaillelak (isolatie van koperdraad)	—	180	—	—
Frequenta	5,5÷6,5	7	4,2	3,4
Glas (verschillende soorten)	5÷16,5	20÷30	4÷75	—
Kwarts	4,3÷4,7	1	1,1	1,1
Lucht	1,0	0	0	0
Mica	6÷8	1	< 1	—
Mycalex	6÷9	—	15÷20	18
Novotex	5,5	100	—	—
Papier, droog	1.6÷2,5	15÷30	150÷300	—
Papier, geïmpregneerd	3,5÷6	15÷100	300÷600	—
Parafine	2÷2,3	5	3	—
Pertinax	4.5÷5,5	250	300	700
Porselein	5÷6	100÷200	70÷120	60÷110
Presspaan	3,4	—	240	580
Rubber	2.5÷2,8	150	—	—
Schellak	3÷4	100÷200	100	110
Trolitul	2,2÷2,5	—	1,0	1,0
Turmaline	5,0	—	5,1	3,6
Water	80	—	—	—
Zijde (isolatie van koperdraad)	—	400	—	—

SOORTELIJKE WEERSTAND, SOORTELIJK GELEIDINGSVERMOGEN, SOORTELIJK GEWICHT EN TEMPERATUURCOËFFICIËNT VAN MATERIALEN

Materiaal	Soortelijke weerstand $\rho\left(\frac{\Omega mm^2}{m}\right)$	Soortelijk geleidingsvermogen $\kappa\left(\frac{m}{\Omega mm^2}\right)$	Temperatuurcoëfficiënt α (1/°C)	Soortelijk gewicht (g/cm³)
Zilver	0,0147	68	0,0038	10,5
Koper	0,01718	58,2	0,00393	8,9
Aluminium	0,0262	38	0,0039	2,7
Duraluminium	0,05	20	0,0041	2,8
Zink	0,0575	17,4	0,0037	7,1
Nikkel	0,0693	14,4	0,0043	8,8
Messing	0,07	14,3	0,002	8,2÷8,7
IJzer	0,10	10	0,005	7,6÷7,9
Platina	0,10÷0,11	10÷9	0,003	21,4
Tin	0,115	8,7	0,0043	7,3
Nieuw zilver	0,30	3,33	0,00025	8,3÷8,7
Nickelin	0,40	2,5	0,011	8,9
Manganin	0,43	2,33	0,00002	8,4
Constantaan	0,50	2,0	0,00004	8,9
Isabellin	0,52	1,92	—0,00002	8,0
Chroomijzer	0,6	1,66	0,0016	7,6
Invar	0,75	1,33	0,002	—
Kwikzilver	0,95	1,05	0,0009	13,6
Chroomnikkel	1,1	0,9	0,00011	8,3
Kool	30	0,33	—0,0002÷ —0,0008	2,25

Wil men den soortelijken weerstand in Ω cm $\left(\Omega \frac{cm^2}{cm}\right)$ opgeven, dan moet men de boven aangegeven getallen met 10^{-4} vermenigvuldigen.

De bepaling van de temperatuurverhooging door middel van den temperatuurcoëfficiënt

Men kan uit de weerstandstoename van een draad van een bekend materiaal, bijv. van een koperwikkeling van een transformator of smoorspoel, met behulp van den temperatuurcoëfficiënt de temperatuurstijging berekenen. Is de weerstand van den draad, vooraleer stroomdoorgang plaats gehad heeft, R_1 (overeenkomende met de omgevingstemperatuur, welke meestal 20° C bedraagt) en de weerstand, na een bepaalden bedrijfsduur, R_2, dan is de temperatuurstijging ΔT gelijk aan:

$$\Delta T = \frac{R_2 - R_1}{R_1 . \alpha} \text{ °C.}$$

WEERSTAND

van geëmailleerd zacht electrolytisch koperdraad (rond)

Diameter v.d.draad mm	Doorsnede v.d.draad mm²	Weerstand Ω/m [1]	Gewicht g/m of kg/1000 m	Diameter v.d.draad mm	Doorsnede v.d.draad mm²	Weerstand Ω/m [1]	Gewicht g/m of kg/1000 m
0,020	0,00031	55,20	0,0031	0,40	0,1257	0,1383	1,14
0,025	0,00049	35,40	0,0048	0,45	0,1590	0,1092	1,45
0,030	0,00071	24,60	0,0069	0,50	0,1964	0,0885	1,78
0,035	0,00096	18,06	0,0093	0,55	0,2376	0,0731	2,16
0,040	0,00126	13,83	0,012	0,60	0,2827	0,0615	2,56
0,045	0,00159	10,92	0,015	0,65	0,3318	0,0524	2,99
0,050	0,00196	8,85	0,019	0,70	0,3848	0,0452	3,48
0,060	0,00283	6,15	0,027	0,80	0,5027	0,0346	4,54
0,070	0,00385	4,52	0,036	0,90	0,6362	0,0274	5,73
0,080	0,00503	3,46	0,047	1,0	0,7854	0,0221	7,08
0,090	0,00636	2,73	0,059	1,1	0,9503	0,01829	8,57
0,10	0,00785	2,21	0,073	1,2	1,131	0,01536	10,19
0,12	0,01131	1,537	0,105	1,3	1,327	0,01310	11,94
0,15	0,01767	0,983	0,162	1,4	1,539	0,01129	13,83
0,18	0,02545	0,682	0,232	1,5	1,767	0,00984	15,87
0,20	0,03142	0,552	0,287	1,6	2,011	0,00865	18,05
0,22	0,03801	0,457	0,347	1,8	2,545	0,00683	22,8
0,25	0,04909	0,354	0,447	2,0	3,142	0,00556	28,2
0,28	0,06158	0,282	0,559	2,2	3,801	0,00456	34,6
0,30	0,07069	0,246	0,641	2,5	4,906	0,00354	44,0
0,35	0,09621	0,1806	0,873	3,0	7,069	0,00246	63,2

[1]) Voor een temperatuur van 20 °C en een soortelijken weerstand van $0{,}01736 \times 10^{-4}\ \Omega$ cm.

OVERZICHT VAN PHILIPS PUBLICATIES

op het gebied van radiobuizen, radio-ontvangst en aanverwante gebieden

Alexander, J. W.: Een vibrator voor het aansluiten van wisselstroom-ontvangtoestellen op het gelijkstroomnet, Philips Technisch Tijdschr. **2** (1937), blz. 346—349.

Alexander, J. W.: Autoradio, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 113—119.

Bakker, C. J. en G. de Vries: Amplification of small alternating tensions by an inductive action of the electrons in a radio valve with negative anode, Physica **1** (1934), blz. 1045—1054.

Bakker, C. J.: On vacuum tube electronics, Physica **2** (1935), blz. 683—697.

Bakker, C. J.: Eenige eigenschappen van ontvanglampen bij korte golven, Philips Technisch Tijdschr. **1** (1936), blz. 171—178.

Bakker, C. J. en C. J. Boers: On the influence of the non-linearity of the characteristics on the frequency of dynatron and triode oscillators. Physica **3** (1936), blz. 649—665.

Bakker, C. J.: Current distribution fluctuations in multi-electrode radio valves, Physica **5** (1938), blz. 581—592.

Bakker, C. J. en B. van der Pol: Report on spontaneous fluctuations of current and potential, C. R. Union radiosci. int., Venetië, 5e jaargang (1939), blz. 217—227.

Bakker, C. J. en G. Heller: On the Brownian motion in electric resistances, Physica **6** (1939), blz. 262—274.

Bakker, C. J.: Fluctuations and electron inertia, Physica **8** (1941), blz. 23—43.

Bakker, C. J.: Oorzaken van spannings- en stroomfluctuaties, Philips Technisch Tijdschr. **6** (1941), blz. 129—138.

Bakker, C. J.: Het radio-onderzoek der ionosfeer, Philips Technisch Tijdschr. **7** (1942), blz. 239—248.

Bakker, C. J.: Resultaten van het radio-onderzoek der ionosfeer, Ned. Tijdschr. v. Natuurkunde **9** (1943), blz. 212—220.

Beek, M. van de: Luchtgekoelde zendbuizen, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 129—135.

Beek, M. van de: Een experimenteele televisiezender van 9 kW, Philips Technisch Tijdschr. **7** (1942), blz. 129—137.

Boer, J. de: Klankverstrooiers in luidsprekers, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 144—148.

Boer, J. de: Het rendement van luidsprekers, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 313—319.

Boer, J. H. de en H. Bruining: Secondary electron emission. VI. The influence of externally absorbed ions and atoms on the secondary emission of metals. Physica **6** (1939), blz. 941—950.

Blok, L.: Radiostoringen, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 251—256.

Blok, L.: Bestrijding van radiostoringen, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 249—256.

Blok, L., Een toongenerator, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 276—282.

Boumeester, H. G.: De ontwikkeling en fabricage der moderne zendlampen, Philips Technisch Tijdschr. **2** (1937), blz. 115—121.

Bruining, H.: Secundaire electronenemissie, Handel. **25**e Ned. natuur- en geneesk. Congres 1935, blz. 119—120.

Bruining, H., J. H. de Boer en W. G. Burgers: Secondary electron emission of soot in valves with oxide cathode, Physica **4** (1937), blz. 267—275.

Bruining, H. en J. H. de Boer: Secondary emission of metals with a low work function, Physica **4** (1937), blz. 473—477.

Bruining, H.: Secundaire electronenemissie, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 80—87.

Bruining, H. en J. H. de Boer: Secondary electron emission. I. Secondary electron emission of metals, Physica **5** (1938), blz. 17—30.

Bruining, H.: Secondary electron emission. II. Absorption of secondary electrons. III. Secondary electron emission caused by bombardment with slow primary electrons. Physica **5** (1938), blz. 913—917.

Bruining, H. en J. H. de Boer: Secondary electron emission. IV. Compounds with a high capacity for secondary electron emission. V. The mechanism of secondary electron emission. Physica **6** (1939), blz. 823—833 en blz. 834—839.

Bruining, H.: Over de emissie van secundaire electronen door vaste stoffen, Dissertatie Leiden 1938, 119 blz.

Bruining, H.: Secondary emission from metals with a low work function, Physica **8** (1941), blz. 1161—1164.

Bruining, H.: Secundaire electronenemissie, Ned. Tijdschr. v. Natuurkunde **9** (1942), blz. 1—14.

Cath, P. G.: Een eenvoudige electrische meetbrug. Philips Technisch Tijdschr. **2** (1937), blz. 270—275.

Cath, P. G.: Radiobuizen van nieuwe constructie, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 170—175.

Cohen Henriquez, V.: Compressie en expansie bij geluidsoverdracht, Philips Technisch Tijdschr. **3**, blz. 209—215.

Cohen Henriquez, V.: De weergave van hooge en lage tonen bij radio-ontvangtoestellen, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 120—126.

Cornelius, P.: De gevoeligheid van antennes voor plaatselijke storingen, Philips Technisch Tijdschr. **6** (1941), blz. 307—313.

Cornelius, P.: Het antenne-effect bij ontvangtoestellen met raamantenne, Philips Technisch Tijdschr. **7** (1942), blz. 65—73.

Dorgelo, E. G.: Eenige technologische problemen bij de ontwikkeling van een nieuwe serie zendbuizen, Philips Technisch Tijdschr. **6** (1941), blz. 257—262.

Douma, Tj. en P. Zijlstra: Het opnemen van zendbuiskarakteristieken, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 52—56.

Dorsman, C. en S. L. de Bruin: Een electronenschakelaar, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 280—284.

Duinker, D. M.: Het gebruik van seleenventielen in gelijkrichters, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 200—209.

Dijksterhuis, P. R. en Y. B. F. J. Groeneveld: Laagfrequentversterking met transformatoren, Radio Nieuws **11** (1928), blz. 222—242.

Dijksterhuis, P. R. en Y. B. F. J. Groeneveld: L'amplification basse fréquence par transformateurs, Q.S.T. franç. **10** (1929), blz. 55—59.

Dijksterhuis, P. R. en Y. B. F. J. Groeneveld: Low-frequency amplification with transformers, Experimental Wireless **6** (1929), blz. 374—379.

Elias, G. J., B. van der Pol en B. D. H. Tellegen: Das elektrostatische Feld einer Triode, Annalen der Physik **78** (1925), blz. 370—406.

Eringa, D.: Een universeel meetapparaat voor radiolampen, Philips Technisch Tijdschr. **2** (1937), blz. 57—63.

Geel, W. Ch. van: Sperlaaggelijkrichters, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 104—110.

Geel, W. Ch. van en J. H. de Boer: Cellules photoélectriques à couche de barrage déposée artificiellement, Physica **2** (1935), blz. 892—900.

Gier, J. de: Een kathodestraalbuis met naversnelling, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 257—264.

Gradstein, S.: Radio-ontvangtoestellen met schuifcondensatoren, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 289—295.

Groeneveld, Y. B. F. J. en Balth. van der Pol en K. Posthumus: Roosterdetectie, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **3** (1937), blz. 67—89.

Groeneveld, Y. B. F. J., B. van der Pol en K. Posthumus: Gittergleichrichtung, Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. **29** (1927), blz. 139—147.

Haantjes, J.: Het beoordeelen van een versterker door middel van de sprongkarakteristiek, Philips Technisch Tijdschr. **6** (1941), blz. 193—201.

Haantjes, J. en B. D. H. Tellegen: De diode als mengbuis en als detector, Tijdschr. v. h Ned. Radio-Genootsch. **10** (1943), blz. 237—260.

Heins van der Ven, A. J.: Vervorming en afgegeven vermogen bij eindlampen, Radio Nieuws **16** (1933), blz. 83—93.

Heins van der Ven, A. J.: Modulatiebrom, modulatieverdieping, vervorming der modulatie en kruismodulatie, Radio Nieuws **17** (1934), blz. 29—52.

Heins van der Ven, A. J.: Het onderzoek van eindversterkerbuizen met behulp van de kathodestraalbuis, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 65—73.

Heins van der Ven, A. J.: Afgegeven vermogen en vervorming van eindversterkerbuizen bij verschillende belasting, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 193—199.

Heins van der Ven, A. J.: Output stage distortion; some measurements on different types of output valves, Wireless Engineer **16** (1939), blz. 383—390 en 444—452.

Heller, G.: Het magnetron als generator voor ultrakorte golven, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 201—209.

Heller, G.: Ontvangtoestellen met geijkte stationsschaal voor korte golven, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 296—301.

Heller, G.: Televisie-ontvangapparaten, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 358—367.

Hepp, G.: Potentiaalmetingen met behulp van de electrolytische trog, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 235—242.

Heyboer, J. P.: Zendpenthoden, Philips Technisch Tijdschr. **2** (1937), blz. 257—265.

Heyboer, J. P.: Een ontladingsverschijnsel in groote zendbuizen, Philips Technisch Tijdschr. **6** (1941), blz. 208—214.

Horowitz, A. en J. A. van Lammeren: Radio-ontvangtoestellen met drukknopafstemming, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 257—263.

Ittmann, G. P.: Het verkrijgen van een scherpe fluorescentievlek in kathodestraalbuizen, Philips Technisch Tijdschr. **1** (1936), blz. 33—38.

Ittmann, G. P.: De regeling der intensiteit in kathodestraalbuizen, Philips Technisch Tijdschr. **1** (1936), blz. 91—95.

Ittmann, G. P.: Een oscillograafapparaat, Philips Technisch Tijdschr. **1** (1936), blz. 147—151.

Jonker, J. L. H. en A. J. W. M. van Overbeek: The application of secondary emission in amplifying valves, Wireless Engineer **15** (1938), blz. 150—156.

Jonker, J. L. H. en M. C. Teves: Technische toepassingen van de secundaire emissie, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 137—143.

Jonker, J. L. H.: Verschijnselen in versterkerlampen, veroorzaakt door secundaire emissie, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 215—220.

Jonker, J. L. H. en A. J. W. M. van Overbeek: A new converter valve, Wireless Engineer **15** (1938), blz. 423—431.

Jonker, J. L. H. en A. J. W. M. van Overbeek: Een nieuwe menglamp, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 271—276.

Jonker, J. L. H.: Pentode and tetrode output valves, Wireless Engineer **16** (1939), blz. 274—286 en blz. 344—349.

Jonker, J. L. H.: De banen der electronen in meerroosterbuizen, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 135—144.

Jonker, J. L. H.: Stroomverdeeling in versterkerbuizen, Dissertatie Delft 1942, 184 blz.

Jonker, J. L. H.: Stroomverdeeling in electronenbuizen, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **10** (1943), blz. 113—128.

Kaplan, S.: Break-in telephony with carrier suppression, Q.S.T. (U.S.A.) **23** (1939), blz. 36—39.

Kleynen, P. H. J. A.: De beweging van een electron in tweedimensionale electrostatische velden, Philips Techn. Tijdschr. **2** (1937), blz. 338—345.

Kleynen, P. H. J. A.: Model voor het onderzoek van de electronenbeweging in tweedimensionale electrostatische velden, Ned. Tijdschr. v. Natuurkunde **5** (1938), blz. 222—224.

Knol, K. S., M. J. O. Strutt en A. van der Ziel: On the motion of electrons in an alternating electric field, Physica **5** (1938), blz. 325—334.

Knol, K. S. en M. J. O. Strutt: Über ein Verfahren zur Messung komplexer Leitwerte im Dezimeterwellengebiet, Physica **9** (1942), blz. 577—590.

Kuperus, J.: Over de constructie van vibratoren voor radio-apparaten, Philips Techn. Tijdschr. **6** (1941), blz. 346—350.

Lindenhovius, H. J. en H. Rinia: Een gelijkstroomvoedingsapparaat met gestabiliseerde spanning. Philips Techn. Tijdschr. **6** (1941), blz. 54—61.

Lindenhovius, H. J.: Over het stabiliseeren van gelijkspanningen, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **9** (1942), blz. 259—270.

Lindern, C. G. A. von: Magnetrons, Handel. **25**e Ned. natuur- en geneesk. Congres 1935, blz. 118—119.

Lindern, C. G. A. von: Het draadloos telefoneeren met rijdende auto's, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 327—333.

Lindern, C. G. A. von: Een telefonie-installatie op ultrakorte golf voor de tropen, Philips Technisch Tijdschr. **6** (1941), blz. 120—127.

Lindern, C. G. A. von en G. de Vries: Resonantiekringen voor zeer hooge frequenties, Philips Techn. Tijdschr. **6** (1941), blz. 217—224.

Lindern, C. G. A. von en G. de Vries: Lechersystemen, Philips Technisch Tijdschr. **6** (1941), blz. 241—250.

Lindern, C. G. A. von en G. de Vries: Platte trilholten als electrische resonatoren, Philips Technisch Tijdschr. **7** (1942), blz. 197—208.

Loon, C. J. van: Verbeteringen aan radio-ontvangtoestellen, Philips Technisch Tijdschr. **1** (1938), blz. 264—269.

Loon, C. J. van: Een eenvoudig systeem van bandspreiding bij kortegolfontvangst, Philips Techn. Tijdschr. **6** (1941), blz. 269—273.

Lussanet de la Sablonière, C. J. de: Over de werking van schermroosterzendlampen, Radio Nieuws **15** (1932), blz. 65—74.

Lussanet de la Sablonière, C. J. de: Über die Arbeitsweise von Schirmgittersenderöhren, Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. **39** (1932), blz. 191—199.

Lussanet de la Sablonière, C. J. de: Die Sekundäremission in Elektronenröhren, namentlich Schirmgitterröhren, Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. **41** (1933), blz. 195—202.

Lussanet de la Sablonière, C. J. de: Die Bestimmung des Schirmgitterverlustes einer gesteuerten Schirmgitter-Senderöhre, Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. **41** (1933), 202—203.

Lussanet de la Sablonière, C. J. de: Der innere Widerstand von Schirmgitterröhren, Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. **41** (1933), blz. 204—205.

Lussanet de la Sablonière, C. J. de: Le fonctionnement des lampes d'émission à grille-écran, Onde électrique **12** (1933), blz. 415—440.

Lussanet de la Sablonière, C. J. de: The design of class-B amplifiers, Wireless Engineer **12** (1935), blz. 133—141.

Mark, J. van der: Een experimenteele televisiezender en -ontvanger, De Ingenieur **51** (1936), blz. E 37—40.

Mark, J. van der: Televisie met behulp van den iconoscoop, Handel. **26**e Ned. natuur- en geneesk. Congres 1937, blz. 63—68.

Mulder, J. G. W.: Stroomregulatorbuizen, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 74—77.

Niessen, K. F. en G. de Vries: Über die Empfangsimpedanz einer Empfangsantenne. I. Strahlungswiderstand, II. Reaktanz und Abbildungen, Physica **6** (1939), blz. 601—616 en 617—627.

Nijenhuis, W.: Meting van fasehoeken met behulp van de kathodestraalbuis, Philips Techn. Tijdschr. **5** (1940), blz. 210—216.

Pol, B. van der: Over de secundaire electronen in trioden, Handel. **19**e Ned. natuur- en geneesk. Congres 1923, blz. 108—110.

Pol, B. van der: Over electronenbewegingen in trioden, Physica **3** (1923), blz. 253—275.

Pol, B. van der.: Het electrostatische veld van een triode, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **2** (1924), blz. 53—56.

Pol, B. van der: Über Elektronenbahnen in Trioden Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. **25** (1925), blz. 121—131.

Pol, B. van der: The non-linear theory of electric oscillations, Proc. Inst. Radio Engineers **22** (1934), blz. 1051—1086.

Pol, B. van der en Th. J. Weyers: Fine structure of triode characteristics, Physica **1** (1934), blz. 481—496.

Pol, B. van der: Discontinuous Phenomena in Radio Communication, Journ. Inst. Electr. Engr. Londen, **81** (1937), blz. 381—398.

Pol, B. van der en J. van der Mark: Interaction of radio waves, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **7** (1935), blz. 12—17.

Pol, B. van der en H. Bremmer: The propagation of radio waves over a finitely conducting spherical earth, Phil. Mag. **25** (1938), blz. 817—834.

Pol, B. van der en H. Bremmer: De voortplanting van radiogolven over de aarde, Philips Techn. Tijdschr. **4** (1939), blz. 257—266.

Pol, B. van der en H. Bremmer: Further note on the propagation of radiowaves over a finitely conducting spherical earth, Phil. Mag. **27** (1939), blz. 261—275.

Pol, B. van der: Propagation of short waves over a spherical finitely conducting earth, Ref. u. Mitt. int. Kongr. Kurzwellen, Wien 1937, blz. 34—35.

Pol, B. van der en H. Bremmer: Ergebnisse einer Theorie über die Fortpflanzung elektromagnetischer Wellen über eine Kugel endlicher Leitfähigkeit, Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. **51** (1938), blz. 181—188.

Posthumus, K.: Kurzwellenröhren, Ref. u. Mitt. int. Kongr. Kurzwellen, Wien 1937, blz. 78—88.

Posthumus, K.: Het brommen tengevolge van het magnetische veld der gloeidraden in zendbuizen, Philips Techn. Tijdschr. **5** (1940), blz. 104—111.

Prakke, F., J. L. H. Jonker en M. J. O. Strutt: A new „all-glass" valve construction, Wireless Engineer **16** (1939), blz. 224—230.

Schouten, J. F.: De toonhoogtegewaarwording, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 294—302.

Slooten, J. van: Over de met terugkoppeling bereikbare versterking, Radio Nieuws **15** (1932), blz. 33—38.

Slooten, J. van: Een half-aperiodische versterker voor antenne-distributie, Radio Nieuws **17** (1934), blz. 77—85.

Slooten, J. van: Een gemeenschappelijk antennesysteem, Philips Technisch Tijdschr. **1** (1936), blz. 245—250.

Slooten, J. van: The stability of a triode oscillator with grid-condenser and leak, Wireless Engineer **16** (1939), blz. 16—19.

Slooten, J. van: Input capacitance of a triode oscillator, Wireless Engineer **17** (1940), blz. 13—15.

Slooten, J. van: Ontvangantennes, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 333—337.

Slooten, J. van: De werkingswijze van triode-oscillatoren met roostercondensator en roosterweerstand, Philips Techn. Tijdschr. **7** (1942), blz. 40—45.

Slooten, J. van: Stabiliteit en instabiliteit bij triode oscillatoren, Philips Technisch Tijdschr. **7** (1942), blz. 171—177.

Smelt, J.: Het glas in de moderne lampen, Philips Techn. Tijdschr. **2** (1937), blz. 87—93.

Stettler, O.: The octode, a new mixing valve for superheterodyne receivers, Bull. Assoc. Suisse des Electr. **25** (1934), blz. 441—443.

Strutt, M. J. O.: Gleichrichtung, Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. **42** (1933), blz. 206—208.

Strutt, M. J. O.: Radioempfangsröhren mit grossem innerem Widerstand, Hochfrequenztechn. u. Elektroakustik **43** (1934), blz. 18—22.

Strutt, M. J. O.: On conversion detectors, Proc. Inst. Radio Engr. **22** (1934), blz. 981—1008.

Strutt, M. J. O.: Anode bend detection, Proc. Inst. Radio Engr. **23** (1935), blz. 945—958.

Strutt, M. J. O.: Mixing valves, Wireless Engineer **12** (1935), blz. 59—64.

Strutt, M. J. O.: Whistling notes in superheterodyne receivers, Wireless Engineer **12** (1935), blz. 194—197.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Messungen der charakteristischen Eigenschaften von Hochfrequenz-Empfangsröhren zwischen 1,5 und 60 Megahertz, Elektr. Nachr. Techn. **12** (1935), blz. 347—354.

Strutt, M. J. O.: Diode frequency changers, Wireless Engineer **13** (1936), blz. 73—80.

Strutt, M. J. O.: Performance of some types of frequency changers in allwave receivers, Wireless Engineer **14** (1937), blz. 184—192.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Einfache Schaltmassnamen zur Verbesserung der Eigenschaften von Hochfrequenzverstärkerröhren im Kurzwellengebiet, Elektr. Nachr. Techn. **13** (1936), blz. 260—268.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Erweiterung der bisherigen Messungen der Admittanzen von Hochfrequenzverstärkerröhren bis 300 Megahertz, Elektr. Nachr. Techn. **14** (1937), blz. 75—80.

Strutt, M. J. O.: Moderne Mehrgitterelektronenröhren, Schweiz. Arch. angew. Wiss. und Techn. **2** (1936), blz. 183—199, 230.

Strutt, M. J. O.: Les performances de certains types de lampes changeuses de fréquence dans les récepteurs toutes ondes, Onde Electrique **16** (1937), blz. 29—44.

Strutt, M. J. O.: Verzerrungseffekte bei Mischröhren, Hochfrequenztechn. u. Elektroakustik **49** (1937), blz. 20—23.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Die Ursachen für die Zunahme der Admittanzen moderner Hochfrequenz-Verstärkerröhren im Kurzwellengebiet, Elektr. Nachr. Techn. **14** (1937), blz. 281—293.

Strutt, M. J. O.: Characteristic constants of h.f. pentodes. Measurements at frequencies between 1.5 and 300 Mc/s, Wireless Engineer **14** (1937), blz. 478—488.

Strutt, M. J. O.: Mesures des constantes caractéristiques de quelques penthodes haute fréquence pour des fréquences de 1,5 à 300 mégacycles par seconde, Onde Electrique **16** (1937), blz. 553—577.

Strutt, M. J. O.: Die charakteristischen Admittanzen von Mischröhren für Frequenzen bis 70 MHz, Elektr. Nachr. Techn. **15** (1938), blz. 10—17.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Messungen der komplexen Steilheit moderner Mehrgitterröhren im Kurzwellengebiet. Elektr. Nachr. Techn. **15** (1938), blz. 103—111.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Einige dynamische Messungen der Elektronenbewegung in Mehrgitterröhren, Elektr. Nachr. Techn. **15** (1938), blz. 277—283.

Strutt, M. J. O.: Electron transit time effects in multi-grid valves. Wireless Engineer **15** (1938), blz. 315—321.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: On electronic space charge with homogeneous initial electron velocity between plane electrodes, Physica **5** (1938), blz. 705—717.

Strutt,, M. J. O. en A. van der Ziel: The causes for the increase of the admittances of modern high-frequency amplifier tubes on short waves, Proc. Inst. Radio Engrs. **26** (1938), blz. 1011—1032.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Some dynamic measurements of electronic motion in multigrid valves, Proc. Inst. Radio Engrs. **27** (1939), blz. 218—225.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Het gedrag van versterkerbuizen bij zeer hooge frequenties, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 104—112.

Strutt, M. J. O.: Etages à haute fréquence, étages changeur de fréquence et détecteur des récepteurs de télévision, Onde Electrique **18** (1939), blz. 14—26 en blz. 83—91.

Strutt, M. J. O.: High-frequency, mixing and detection stages of television receivers, Wireless Engineer **16** (1939), blz. 174—187.

Strutt, M. J. O. en K. S. Knol: Messungen von Strömen, Spannungen und Impedanzen bis herab zu 20 cm Wellenlänge, Hochfrequenztechn. u. Elektroakustik **53** (1939), blz. 187—195.

Strutt, M. J. O.: Hochfrequenz-, Misch- und Gleichrichterstufen von Fernsehempfängern, Schweiz. Arch. angew. Wiss. und Techn., Sonderheft, Vortr. und Disk. — Ber. Fernseh-Tagung, Zürich 1938, blz. 26—36.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Über die Elektronenraumladung zwischen ebenen Elektroden, unter Berücksichtigung der Anfangsgeschwindigkeit und Geschwindigkeitsverteilung der Elektronen, Physica **6** (1939), blz. 977—996.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Kurzwellen-Breitband-Verstärkung, Elektr. Nachr. Techn. **16** (1939), blz. 229—240.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Een nieuwe balansversterkerbuis voor decimetergolven, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 171—181.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Een regelbare versterkerbuis met dubbele kathodeleiding geschikt voor metergolven, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 369—374.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Het ruischen van ontvangtoestellen bij zeer hooge frequenties, Philips Technisch Tijdschr. **6** (1941), blz. 178—185.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: De diode als mengbuis, speciaal bij decimetergolven, Philips Technisch Tijdschr. **6** (1941), blz. 289—298.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Die Folgen einiger Elektronenträgheitseffekte in Elektronenröhren I, Theoretische Erläuterungen, Physica **8** (1941), blz. 81—108.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Die Folgen einiger Elektronenträgheitseffekte in Elektronenröhren II, Anwendungen und numerische Ergebnisse, Physica **9** (1942), blz. 65—83.

Strutt, M. J. O. en A. van der Ziel: Verringerung der Wirkung spontaner Schwankungen in Verstärkern für Meter- und Dezimeterwellen, Physica **9** (1942), blz. 1003—1012.

Strutt, M. J. O.: Grenzen der energieversterking met electronenbuizen, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **10** (1943), blz. 99—111.

Suchtelen, H. van: Toepassingen van kathodestraalbuizen I, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 50—52.

Suchtelen, H. van: Toepassingen van kathodestraalbuizen II, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 153—157.

Suchtelen, H. van: Toepassingen van kathodestraalbuizen III, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 252—255.

Suchtelen, H. van: Toepassingen van kathodestraalbuizen IV, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 347—352.

Suchtelen, H. van: Toepassingen van kathodestraalbuizen in de massafabricage, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 90—94.

Suchtelen, H. van: De electrometertriode en haar toepassingen, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 59—64.

Tellegen, B. D. H.: De grootte van den emissiestroom in een triode, Physica **5** (1925), blz. 301—315.

Tellegen, B. D. H.: Het electrostatische veld van een triode, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **2** (1925), blz. 95—114.

Tellegen, B. D. H.: De grootte van den roosterstroom in een triode, Physica **6** (1926), blz. 113—116.

Tellegen, B. D. H.: Eindversterkerproblemen, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **3** (1928), blz. 141—160.

Tellegen, B. D. H.: De Philips penthode B 443, een nieuwe eindlamp voor radio-ontvangtoestellen, Electrotechniek **6** (1928), blz. 196—198.

Tellegen, B. D. H.: Endverstärkerprobleme, Jahrb. d. drahtl. Telegr. u. Teleph. **31** (1928), blz. 183—190.

Tellegen, B. D. H.: Die Endröhre, Funkmagasin **2** (1929), blz. 689—692.

Tellegen, B. D. H.: Nieuwere ontwikkeling op het gebied van radio-ontvanglampen, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **6** (1934), blz. 93—107.

Tellegen, B. D. H.: Tegenkoppeling, Philips Technisch Tijdschr. **2** (1937), blz. 289—294.

Tellegen, B. D. H. en V. Cohen Henriquez: Inverse feed-back, its application to receivers and amplifiers, Wireless Engineer **14** (1937), blz. 409—413.

Tellegen, B. D. H. en J. Haantjes: Gegenkopplung, Elektr. Nachr. Techn. **15** (1938), blz. 353—358.

Tellegen, B. D. H.: Eenige beschouwingen over gekoppelde kringen, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **10** (1943), blz. 147—173.

Teves, M. C.: Een fotocel met versterking door secundaire emissie, Philips Technisch Tijdschr. **5** (1940), blz. 265—269.

Tromp, Th. P.: Technologische problemen bij de constructie van radiobuizen, Philips Technisch Tijdschr. **6** (1941), blz. 346—350.

Veegens, J. D.: Een kathodestraaloscillograaf, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 210—216.

Veegens, J. D. en M. K. de Vries: Een eenvoudige hoogfrequentie-oscillator voor het onderzoek van radio-ontvangtoestellen, Philips Technisch Tijdschr. **6** (1941), blz. 153—160.

Veenemans, C. F.: De electronenemissie van oxydkathoden, Ned. Tijdschr. v. Natuurkunde **10** (1943), blz. 1—16.

Vermeulen, R.: Octaaf en decibel, Philips Technisch Tijdschr. **2** (1937), blz. 47—56.

Vermeulen, R.: De verhouding van fortissimo en pianissimo, Philips Technisch Tijdschr. **2** (1937), blz. 266—269.

Vermeulen, R.: Het onderzoek van luidsprekers, Philips Technisch Tijdschr. **4** (1939), blz. 371—380.

Weel, A. van: De natuurlijke gevoeligheidsgrens van radio-ontvangers voor zeer korte golflengten, Dissertatie Delft 1943, 112 blz.

Weyers, Th. J.: Selectiviteitsmetingen aan radio-omroep ontvangapparaten, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **7** (1937), blz. 156—172.

Weyers, Th. J.: Recente ontwikkelingen betreffende frequentiemodulatie, Tijdschr. v. h. Ned. Radio-Genootsch. **8** (1940) blz. 315—364.

Ziegler, M.: Space charge depression of shot effect, Physica **2** (1935), blz. 413—414.

Ziegler, M.: Shot effect of secondary emission, Physica **2** (1935), blz. 415—416.

Ziegler, M.: Shot effect of secondary emission I, Physica **3** (1936), blz. 1—11.

Ziegler, M.: Shot effect of secondary emission II, Physica **3** (1936), blz. 307—316.

Ziegler, M.: De oorzaken van het ruischen in versterkers, Philips Technisch Tijdschr. **2** (1937), blz. 136—141.

Ziegler, M.: Een gevoelige registreerende veldsterktemeter, Philips Technisch Tijdschr. **2** (1937), blz. 216—223.

Ziegler, M.: De bijdrage van de versterkerbuizen tot het ruischen van versterkers, Philips Technisch Tijdschr. **2** (1937), blz. 329—334.

Ziegler, M.: Het ruischen van ontvangtoestellen, Philips Technisch Tijdschr. **3** (1938), blz. 193—201.

Ziel, A. van der: Fluctuations in electrometer triode circuits, Physica **9** (1942), blz. 177—192.

Eenige boekwerken op het gebied van electronenbuizen en hun toepassingen

Alberti, E.: Braunsche Kathodenstrahlröhren und ihre Anwendung, 214 blz., Verlag von Julius Springer, Berlin, 1932.

Ardenne, Manfred von: Die Kathodenstrahlröhren, Verlag von Julius Springer, Berlin, 1934.

Barkhausen, H.: Lehrbuch der Elektronenröhren.
1. Band: Allgemeine Grundlagen, 171 blz., 118 fig., 1936.
2. Band: Verstärker, 289 blz., 127 fig., 1933.
3. Band: Rückkoppelung, 174 blz., 85 fig.. 1935.
4. Band: Gleichrichter und Empfänger, 294 blz., 147 fig., 1937.
Uitgave van S. Hirzel, Leipzig.

Bergtold, F.: Röhrenbuch für Rundfunk- und Verstärkertechnik, 202 blz., 189 fig., Weidmannsche Buchhandlung, Berlin, 1936.

Brüche, E. en A. Recknagel: Elektronengeräte, 447 blz., Springer-Verlag, Berlin, 1941.

Campbell, N. R. en D. Ritchie: Photoelectric cells, Isaac Pitman & Sons, New York, 1934.

Chaffee, E. L.: Theory of Thermionic Vacuum Tubes, McGraw-Hill Book Co., New York, 1933.

Dow, William G.: Fundamentals of Engineering Electronics, 604 blz., John Wiley & Sons, New York, en Chapman & Hall, London, 1937.

Henney, Keith: Radio Engineering Handbook, McGraw-Hill Book Co., New York, 1935.

Henney, Keith: Electron Tubes in Industry, 2e druk, McGraw-Hill Book Co., New York, 1937.

Kammerloher, J.: Elektronenröhren und Verstärker, 326 blz., 290 fig., (deel II van de serie „Hochfrequenztechnik"), C. F. Winter'sche Verlagshandlung, Leipzig, 1939.

Kammerloher, J.: Gleichrichter, 386 blz., 284 fig., (deel III van de serie „Hochfrequenztechnik"), C. F. Winter'sche Verlagshandlung, Leipzig, 1942.

Koller, L. R.: The Physics of Electron Tubes, 2e druk McGraw-Hill Book Co., New York, 1937.

Ladner, A. W., en C. R. Stoner: Short Wave Wireless Communication, 452 blz., 248 fig., Chapman & Hall, London, 1936.

McArthur, E. D.: Electronics and Electron Tubes, John Wiley & Sons, New York, 1936.

Morecroft, John H.: Electron Tubes and Their Application, 458 blz., 537 fig., Chapman & Hall, London.

Ratheiser, L.: Rundfunkröhren — Eigenschaften und Anwendung, 276 blz., 549 fig., Union Deutsche Verlagsgesellschaft Roth & Co., Berlin 1938.

Reimann, A. L.: Thermionic Emission, John Wiley & Sons, New York, 1934.

Rens, H.: Leerboek der Radio-Techniek, speciaal ten dienste van hen, die zich voorbereiden voor de examens voor radiomonteur, radiotechnicus en radiotelegrafist.
Deel I: Algemeene Grondslagen, 195 blz., 235 fig., 2e druk, 1943.
Deel II.: Radio-Ontvangtechniek, 287 blz., 191 fig., 1941.
Uitgave van Æ. E. Kluwer, Deventer.

Roorda, J.: Radiotechniek, Handboek voor de studie van radiozend- en ontvangtechniek, 3e druk, 410 blz., 209 fig., Uitgevers Mij. „Kosmos", Amsterdam, 1942

Rothe, H. en W. Kleen: Grundlagen und Kennlinien der Elektronenröhren, 325 blz., 196 fig., 2e deel van de serie: Bücherei der Hochfrequenztechnik, uitgegeven door Prof. Dr. J. Zenneck. Akademische Verlagsgesellschaft Becker & Erler, Leipzig, 1940.

Rothe, H. en W. Kleen: Elektronenröhren als Anfangsstufenverstärker, 303 blz., 197 fig., 3e deel van de serie: Bücherei der Hochfrequenztechnik, uitgegeven door Prof. Dr. J. Zenneck. Akademische Verlagsgesellschaft Becker & Erler, Leipzig, 1940.

Rothe, H. en W. Kleen: Elektronenröhren als End- und Sendeverstärker, 141 blz., 118 fig., 3e deel van de serie: Bücherei der Hochfrequenztechnik, uitgegeven door Prof. Dr. J. Zenneck. Akademische Verlagsgesellschaft Becker & Erler, Leipzig, 1940.

Rothe, H. en W. Kleen: Elektronenröhren als Schwingungserzeuger und Gleichrichter, 4e deel van de serie: Bücherei der Hochfrequenztechnik, uitgegeven door Prof. Dr. J. Zenneck. Akademische Verlagsgesellschaft Becker & Erler, Leipzig, 1941.

Schintlmeister, J.: Die Elektronenröhre als physikalisches Messgerät, 179 blz., 119 fig., Springer-Verlag, Wien, 1942.

Strutt, M. J. O.: Moderne Mehrgitterelektronenröhren, Bau - Arbeitsweise - Eigenschaften - Elektrophysikalische Grundlagen, 2e druk, 283 blz., Verlag von Julius Springer, Berlin, 1940.

Strutt, M. J. O.: Moderne Kurzwellenempfangstechnik, 245 blz., Verlag von Julius Springer, Berlin, 1939.

Strutt, M. J. O.: Verstärker und Empfänger, 384 blz., 4e deel van de serie: Lehrbuch der drahtlosen Nachrichtentechnik, uitgegeven door N. von Korshenewsky en W. T. Runge, Springer-Verlag, Berlin, 1943.

Swierstra, R.: Radio-ontvangst in theorie en practijk.
1e deel: 246 blz., 144 fig.
2e deel: 431 blz., 245 fig., met een aanhangsel.
Uitgave van Jacob van Campen, Amsterdam, 1937.

Terman, F. E.: Radio Engineering, McGraw-Hill Book Co., New York en Londen, 1932.

Terman, F. E.: Fundamentals of Radio, 458 blz., 278 fig., McGraw-Hill Book Co., New York en Londen, 1938.

Terman, F. E.: Measurements in Radio Engineering, 400 blz., 210 fig., McGraw-Hill Book Co., New York en Londen, 1935.

Vilbig, F.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, 3e verbeterde en uitgebreide druk, deel I 650 blz., 766 fig., deel II 616 blz., 891 fig. en 2 tabellen, Akademische Verlagsgesellschaft Becker u. Erler, Leipzig, 1942.

Vormer, J. J. en H. C. A. van Duuren: Grondslagen van de Radio-ontvangtechniek, 199 blz., 127 fig., Æ. E. Kluwer, Deventer, 1933.

Zinke, O.: Hochfrequenz-Messtechnik, 223 blz. 221 fig., uitgave van S. Hirzel, Leipzig, 1938.

Zworykin, V. K. en E. D. Wilson: Photocells and Their Application, John Wiley & Sons, New York, 1932.

Symbolen en aanduidingen

1. Aanduiding van de electroden

Anode	a
Anode van de diode	d
Bij dubbele en meervoudige dioden	d_1, d_2, enz.
Het cijfer duidt op de plaats van het diodeplaatje t.o.v. den kathode-invoer. De diode-anode d_1 is die, welke zich het dichtst bij de kneep bevindt. Is er slechts één diodeplaatje, dan wordt het cijfer 1 weggelaten.	
Verhittingselement (gloeidraad)	f
Rooster	g
Bij buizen met meer dan één rooster: g_1, g_2, enz. Het cijfer geeft de plaats van het rooster aan t.o.v. de kathode (g_1 het dichtst bij de kathode). Is er slechts één rooster, dan wordt het cijfer 1 weggelaten.	
Indirect verhitte kathode	k
Metalliseering	m
Inwendige afschermingen in de buis	s
Fluorescentiescherm van een electronenstraalindicator	1
Afbuigplaatje van een kathodestraalbuis	D
Voor het aangeven van gelijkwaardige electroden worden accenten gebruikt, bijv.	a, a', a''
Bij secundaire emissiebuizen wordt de primaire kathode gekenmerkt met k_1 en de secundaire kathode met k_2.	

2. Aanduiding van de buissystemen

Bij combinatiebuizen zijn de electroden der afzonderlijke buissystemen als volgt aangeduid:

bij een diode, door	D
bij een triode, door	T
bij een tetrode, door	Q
bij een penthode, door	P
bij een hexode en heptode, door	H
bij een octode, door	O
bij een gelijkrichtbuis, door	R

3. Aanduiding van de spanningen, stroomen, capaciteiten, enz.

Spanning (V)

Anodespanning	V_a
Anodespanning in kouden toestand, of bij $I_a = 0$	V_{ao}
Diodespanning	V_d
Bij meer dan één diode, V_{d1}, V_{d2}, enz.	
Gloeispanning	V_f
Spanning tusschen gloeidraad en kathode	V_{fk}
Roosterspanning	V_g
Bij meer dan één rooster, V_{g1}, V_{g2}, enz.	
Effectieve waarde van de roosterwisselspanning	$V_{g\ eff}$
Roosterspanning in kouden toestand, of bij $I_a = 0$	V_{go}
Ingangswisselspanning	V_i of $V_{i\ eff}$
Uitgangswisselspanning	V_o of $V_{o\ eff}$
Spanning van de voedingsbron, of batterijspanning	V_b

Stroom (I)

Anodestroom	I_a
Anoderuststroom (in balanstrappen of bij oscillatorbuizen)	I_{ao}

Anodestroom bij max. sturing . . . . . $I_{a\ max}$
Diodestroom . . . . . I_d
Bij meer dan één diode, I_{d1}, I_{d2}, enz.
Gloeistroom . . . . . I_f
Roosterstroom . . . . . I_g
Bij meer dan één rooster, I_{g1}, I_{g2}, enz.
Kathodestroom (=I_a + I_{g1} + I_{g2}, enz.) . . . . . I_k

Vermogen (W of P)

Anodedissipatie . . . . . W_a
Roosterdissipatie . . . . . W_g
Bij meer dan één rooster, W_{g1}, W_{g2}, enz.
Geleverd vermogen bij een max. sturing, waarbij een vervorming van n% of roosterstroom optreedt . . . . . W_o (n%)

Capaciteit (C)

Capaciteit van de anode t.o.v. alle andere electroden . . . . . C_a
Capaciteit van het rooster t.o.v. alle andere electroden . . . . . C_g
Bij meer dan één rooster, C_{g1}, C_{g2}, enz.
Capaciteit tusschen anode en rooster 1 . . . . . C_{ag1}
Capaciteit tusschen rooster 1 en rooster 3 . . . . . C_{g1g2}
Capaciteit tusschen rooster 1 en rooster 4 . . . . . C_{g1g4}
Capaciteit tusschen rooster 2 en rooster 4 . . . . . C_{g2g4}
Capaciteit tusschen de diodeplaatjes d_1 en d_2 . . . . . C_{d1d2}
Capaciteit tusschen kathode en diodeplaatje d_1 . . . . . C_{kd1}
Capaciteit tusschen rooster en kathode . . . . . C_{gk}
Capaciteit tusschen anode en kathode . . . . . C_{ak}
Capaciteit tusschen anode en rooster 4 . . . . . C_{ag4}

Weerstand (R)

Uitwendige weerstand (in de anodeketen) . . . . . R_a
Weerstand in de kathodeleiding . . . . . R_k
Uitwendige weerstand tusschen gloeidraad en kathode . . . . . R_{fk}
Uitwendige weerstand in de roosterketen . . . . . R_{gk}
Bij meer dan één rooster, R_{g1k}, R_{g2k}, enz.
Inwendige weerstand (van de anode) . . . . . R_i

Versterkingsfactor

Versterkingsfactor (stuurrooster t.o.v. de anode) . . . . . μ
Versterkingsfactor van het stuurrooster t.o.v. het schermrooster . . . μ_{g1g2}
De spanningsversterking van een buis in een bepaalde schakeling wordt aangegeven door het quotiënt van de uitgangsspanning gedeeld door de ingangsspanning (V_o/V_i).

Steilheid

Steilheid . . . . . S
Steilheid bij het inzetten van het oscilleeren . . . . . S_o
Mengingssteilheid of conversiesteilheid . . . . . S_c

Rendement

Rendement . . . . . η