

A 3109 D

BERLIN

FUNK- TECHNIK

2 | 1971 ++

2. JANUARHEFT

mit Elektronik-Ingenieur

Als wir diese HiFi-Stereo-Anlage entwickelten, stellten wir uns vor, wir müßten sie Mozart verkaufen.

Wolfgang Amadeus Mozart nannte sich selbst einen Tonkünstler. Eine seiner typischen Untertreibungen.

Wir sind – entschuldigen Sie bitte dieses Eigenlob – auch Tonkünstler. Auf einem anderen Gebiet. Denn wir bauen Geräte, die die Töne, die Herr Mozart gesetzt hat, so wiedergeben, wie sie gespielt wurden.

Mit einem vielfältigen und durchdachten Produktionsprogramm geben wir Ihnen die Möglichkeit, Ihren Kunden ein HiFi-Stereo-Baukastensystem anbieten zu können, das nahezu keinen Wunsch offen läßt.

Denn es ist unser Ziel, durch diesen breit-angelegten und technisch durchentwickelten System-Baukasten mit Ihnen zusammen den HiFi-Stereo-Markt zu gewinnen.

Wir wissen aus einer Untersuchung, daß der Trend eindeutig zu HiFi-Stereo geht. In den nächsten drei Jahren wollen sich über 60 % der Gesamtbevölkerung eine Anlage anschaffen. Hier sehen wir Ihre und unsere Chance. Und genau deshalb entwickeln und bauen wir immer mehr und immer bessere Anlagen und Geräte.

Wir von P.E. sind Spezialisten für HiFi und Stereo. Fast 60 Jahre lang haben wir uns mit dem Problem der Tonwiedergabe beschäftigt. Wir haben unsere Geräte immer dem neuesten Stand der Tontechnik angepaßt. Ja der Tontechnik neue Impulse gegeben. Deshalb sind heute

unsere Systeme, Anlagen und Geräte auf einem technischen Niveau, daß sie auch einer kritischen Prüfung standhalten können. Und das ist auch Ihr Vorteil.

PE 2015 T
HiFi-Stereo-Plattenspieler. Resonanzarmer Ganzmetall-Tonarm. Anti-Skating-Korrektur mit Auflagekraft gekoppelt.
HSR 44
Volltransistorisierter Receiver. Empfangsteil mit 4 Wellenbereichen.
LB 22 S
Boxen mit je 2 Lautsprechersystemen.

PE

DIE PERFEKTION.

Perpetuum-Ebner KG 7742 St. Georgen Postfach 36

gelesen · gehört · gesehen	42
Ausbildung	43
FT meldet	44
Internationale Zusammenarbeit bei Weltraummissionen	45
Flexibler Solarzellengenerator	46
Schallmauerdurchbruch zerstört keine Bildröhren	46
Elektroakustik	
Vier-Kanal-Tontechnik	47
Persönliches	50
Fernsehen	
Übersicht über Tuner in Fernsehempfängern	51
Übertragung von Sprache oder anderen Niederfrequenzsignalen in einer einzelnen Zelle der Bildaustastlücke ..	52
Elektronik-Ingenieur	
Grafische Bestimmung von Arbeitspunkt und Grenzwerten bei Spannungs- und Stromkonstantquellen mit Transistoren	53
Verstärker	
Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern	57
KW-Rundfunk- und -Amateurempfänger	
Kreuzmodulation bei geregelten Empfänger-Vorstufen mit Feldeffekttransistoren	60
Technik von morgen	
Technische Aspekte des Fusionsreaktors	63
Stromversorgung	
Thyristorwechselrichter für die unterbrechungsfreie Stromversorgung	65
Für Werkstatt und Labor	68
Für den jungen Techniker	
Feldeffekttransistoren	69
Service-Technik	70

Unser Titelbild: Der Fernmeldeturm Hamburg, ein Richtfunkknotenpunkt, wurde von AEG-Telefunken im Auftrag der Deutschen Bundespost mit den erforderlichen sende- und richtfunktechnischen Einrichtungen ausgestattet. Der offiziell nach Heinrich Hertz benannte Turm dient als zentrale Relaisstation der Übertragung von Fernsehsendungen und der Abwicklung des Weitverkehrs nach den skandinavischen Ländern. Der Turm wird im Endausbau über zwei Fernsehsender und eine größere Zahl von Richtfunkanlagen mit bis zu 1800 Gesprächskanälen je Anlage verfügen. Mit 30 Richtfunkantennen können etwa 50 Übertragungsbänder ausgestrahlt oder empfangen werden.

Aufnahme: AEG-Telefunken

Aufnahmen: Verfasser, Werkaufnahmen, Zeichnungen vom FT-Atelier nach Angaben der Verfasser

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichborndamm 141—167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telex: 01 81 632 vrkt. Telegramme: Funktechnik Berlin. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke, Ulrich Radke, sämtlich Berlin. Chefredakteur: Werner W. Diefenbach, Kempten/Allgäu. Anzeigenleitung: Marianne Weidemann; Chefredakteur: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. Postcheck-Konto: Berlin West 76 64 oder Bank für Handel und Industrie AG, 1 Berlin 65, Konto 7 9302. Die FUNK-TECHNIK erscheint monatlich zweimal. Preis je Heft 2,80 DM. Auslandspreis laut Preisliste. Die FUNK-TECHNIK darf nicht in Lesezirkel aufgenommen werden. Nachdruck — auch in fremden Sprachen — und Vervielfältigungen (Fotokopie, Mikrokopie, Mikrofilm usw.) von Beiträgen oder einzelnen Teilen daraus sind nicht gestattet. — Satz und Druck: Druckhaus Tempelhof



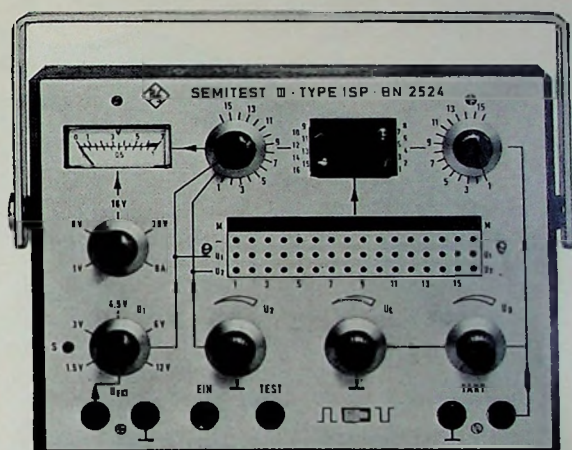
TTL, DTL, DTLZ, ECL, RTL...

Alle diese integrierten Logikschaltungen in Bipolar- oder MOS-Technik, auch solche mit speichernden Eigenschaften wie

RS- und JK-Flip-Flops, Register, Zähler, Frequenzteiler in Dual-in-Line, TO-5 oder Flat-pack-Gehäuse

prüft dieses Gerät schnell und einfach. Mit einem Zusatzkabel sogar auch dann, wenn sie schon auf Platten montiert sind.

Je ein Spezialadapter für die entsprechende IC-Bauform wird vom Grundadapter im Gerät aufgenommen. Versorgungsspannung und logischer Pegel können beliebig auf die (maximal 16) Adapteranschlüsse geschaltet werden.



SEMITEST III IC-Tester für logische Schaltkreise

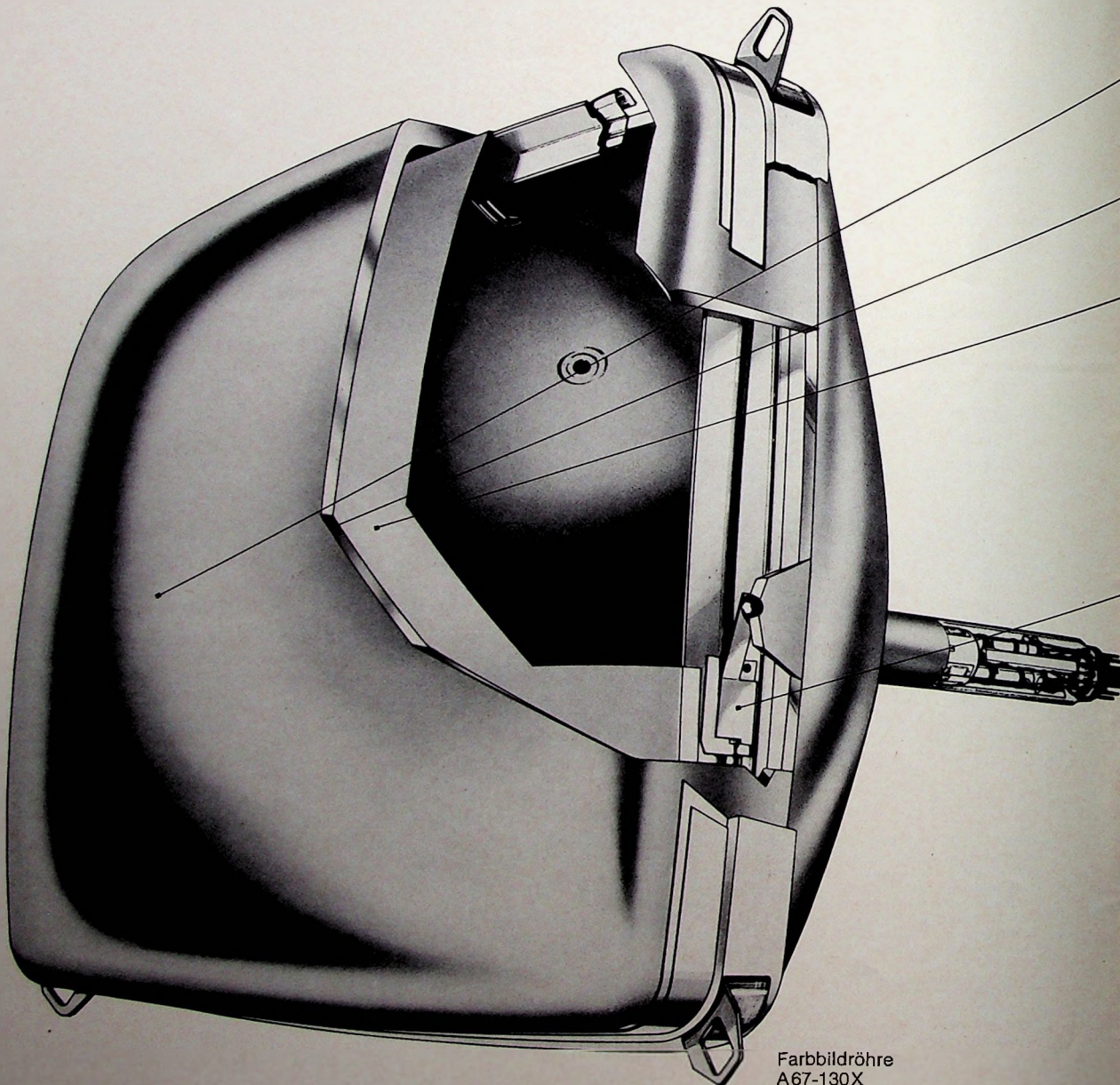
Die Prüfspannungen bis 12 V liefern acht eingebaute 1,5-V-Batterien. Höhere Spannungen bis max. 40 V können über Buchsen extern zugeführt werden. U_1 ist in fünf Bereichen einstellbar: 1,5/3/4,5/6/12V. U_2 ist stufenlos von 0 bis ca. 10V regelbar. Ein Impulsgenerator (RS-Flip-Flop mit nachgeschalteter Pufferstufe) liefert den Prüf-Taktimpuls. Der L-Pegel ist zwischen 0 und U_2 einstellbar, während der Nullpegel (< 100 mV) bei Belastung durch Änderung des Generator-Innenwiderstandes (max. 1 k Ω) variiert werden kann.

Die Prüfpulse mit jitterfreier Flanke haben eine Anstiegszeit von 100 ns. Mit einem Schiebeschalter ist die Flankenrichtung L \rightarrow 0 oder 0 \rightarrow L wählbar. Das Gerät wiegt nur 1,8 kg und paßt mit den Abmessungen 220x100x180 mm in eine Aktentasche. Fragen Sie nach dem Preis — er ist äußerst günstig.

ROHDE & SCHWARZ

8 München 80, Mühlhofstraße 15, Telefon (08 11) 40 19 81, Telex 5-23783

Ergon: zu Höh



Farbbildröhre
A67-130X

erem geboren

Der Jumbo Schirm 67

ist der grösste und rechtwinkeligste der heute erzeugten Farbfernsehschirme, mit einer nutzbaren Fläche von 2040 cm² und praktisch geraden Seitenlinien mit einem Krümmungsradius von mehr als 3 m.

Rote Farbe auf Gadoliniumoxydbasis mit Europium als Aktivator

Bei diesem neuen Rot tritt kein "Blooming" auf, wie es sich gewöhnlich bei gesättigten, hell leuchtenden Rottönen zeigt.

Antimoiré Maske

Es entfällt die Notwendigkeit, zwecks Vermeidung von Moirébildung, Elektronenstrahlsysteme von geringem Auflösungsvermögen zu verwenden. Mit dieser neuen Maske, deren Belochung nach einem für die europäische Standardnorm besonders geeigneten Raster erfolgt, wird der sichtbare Moiré-Effekt vermieden, ohne dass jedoch das Bildauflösungsvermögen beeinträchtigt wird.

Invarchrom® System

Nach diesem System erfolgt die Wärmeausdehnung der Maske in Bezug auf das Schirmzentrum symmetrisch und wird auf diese Weise vollkommen kompensiert, sodass die Farbreinheitseinstellung erhalten bleibt.

Dreifach Elektronenstrahlsystem von hohem Auflösungsvermögen

Dieses gestattet die Bildwiedergabe unter Erfassung grösstmöglicher Details auf der gesamten Schirmoberfläche und gestattet eine Erhöhung der nutzbaren Helligkeit um mehr als 30%.



Ergon - 03012 Anagni (Frosinone) Postfach 11 - Italien

Ergon ist zur Farbe geboren. Mit den neuesten Techniken sowie präzisen Herstellungsmethoden werden Bildröhren, Ablenkeinheiten, Konvergenzvorrichtungen und Verzögerungsleitungen produziert.



Kurzzeichen von Technischen Gremien, Wirtschaftsvereinigungen, Normeninstituten

Der Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) hat eine verbesserte und ergänzte 4. Auflage des Abkürzungsverzeichnisses „Kurzzeichen von Technischen Gremien, Wirtschaftsvereinigungen, Normeninstituten und anderen“ herausgebracht. Ein Nachtrag erscheint zum Herbst 1971.

Versuche zur Digital-Übertragung von Fernsehsignalen

Zur Zeit erprobt die Comsat ein von Philco Ford entwickeltes Verfahren zur Digital-Übertragung von Fernsehsignalen, bei dem ein Punktlicht-Abtaster für Farbdias und ein Analog-Digital-Konverter benutzt werden. Erstes Ziel dieser Versuche ist die Feststellung der Grenzen der Bildauflösung dieses Systems. Wie Philco Ford mitteilte, ergeben sich für die praktische Einführung bei der Übertragung über Satelliten keine Probleme. Größere Schwierigkeiten dürften sich jedoch bei der Umstellung der kommenden Fernsehsatelliten und vor allem der Bodenstationen auf Digital-Betrieb ergeben. Die Multiplex-Übertragung von Fernseh- und anderen Signalen soll auf lange Sicht auch Kostenvorteile bringen.

140 deutsche ITT-Radioamateure

Die Funkamateure unter den Mitarbeitern des ITT-Firmenverbandes sind im „ITT Worldwide Amateur Radio Club“ vereinigt, dessen Leitung sich in New York befindet. Die deutsche Sektion dieses Clubs hat heute 140 Mitglieder, deren Anschriften und Rufzeichen das soeben erschienene Callbuch 1971 enthält. Zur Bestätigung von Funkverbindungen stellt die Firma den Clubmitgliedern QSL-Karten zur Verfügung, die auf der Vorderseite neben dem jeweiligen Rufzeichen den Fernmeldeturm auf dem Culiacan zeigen. Der Turm ist eine mit SEL-Anlagen ausgestattete Relaisstelle des mexikanischen Richtfunknetzes.

Live-Farbfernseh-Probensendungen in Brasilien

Erfolgreich sind Live-Übertragungen in Farbe verlaufen, die das brasilianische Fernsehen mit Unterstützung der Fernseh GmbH durchführte. Dabei wurde nach dem PAL-M-System gearbeitet, einer Variante des europäischen PAL-Systems. Die Probensendungen bedeuten einen weiteren Schritt zur Einführung des Farb-Fernsehens in Brasilien.

Ausschalten des Fernsehempfängers „Schaubrand 3600 telecommander“ mit dem Telecommander

Das neue Saba-Gerät „3600 telecommander“ läßt sich mit der drahtlosen Fernsteuerung auch ausschalten. Bei der Benutzung des Telecommanders beispielsweise in einem abgedunkelten Raum könnte es nun passieren, daß die Taste „Netz Aus“ unbeabsichtigt gedrückt wird. Wenn jetzt der Netzschalter im Gerät sofort auslösen würde, müßte der Gerätebesitzer aufstehen, um das Gerät wieder einzuschalten. Gegen ein solches unbeabsichtigtes Ausschalten wurde eine elektronische Sperre eingebaut. Der Netzschalter wird mit dem Telecommander erst nach einer Verzögerungszeit von etwa 1 bis 2 Sekunden ausgelöst. Diese Verzögerung ist also kein „Fehler“, sondern aus obigem Grund bewußt vorgesehen.

Neuer Service im Gehäusebau

Schon bei kleinen Stückzahlen werden in Leistner-Gehäusen, -Frontplatten und -Montagechassis jetzt runde und viereckige Durchbrüche mit einer Genauigkeit besser als $\frac{1}{10}$ mm nach Wunsch vom Hersteller angebracht. Dieser Kundendienst wurde durch Einsatz einer modernen Vielstempelstanze möglich und trägt zur Kostensenkung bei.

Integrierte Digitalschaltungen DTLZ-FP mit hoher Störsicherheit

Für Anwendungsgebiete, bei denen es auf hohe Störsicherheit ankommt, entwickelte AEG-Telefunken integrierte Digitalschaltungen der DTLZ-FP-Serie. Die hierbei für die einzelnen Typen verwendete Schaltungsart ist eine Variante von DTL, bei der die Hubdioden durch Z-Dioden ersetzt worden sind. Hierdurch werden der hohe Wert der kritischen Störspannung und eine relativ geringe Temperaturabhängigkeit erreicht. Der maximale Störspannungswert ist über den gesamten Temperaturbereich 4 V bei 12 V Speisespannung. Der Maximalwert der Ausgangsfächerung für alle Verknüpfungsschaltungen und Flip-Flop ist 10, für ein spezielles Leistungsgatter 30. Die Flip-Flop haben eine maximale Taktfrequenz von ≥ 1 MHz und eine mittlere Leistungsauf-

nahme von 35 mW je einzelner Verknüpfungsschaltung bei einem Tastverhältnis von 1 : 1.

Die einzelnen Bauelemente sind in einem zweireihigen Steckgehäuse (DIP) aus Kunststoff mit zwei verschiedenen Temperaturbereichen vorgesehen: von 0 °C ... + 75 °C und von - 20 °C ... + 85 °C. Für den Übergang der FP-Familie auf andere Familien und umgekehrt stehen zwei Pegelumsetzer von 5 auf 12 V beziehungsweise von 12 auf 5 V zur Verfügung.

Micro-Widerstände in Perlenform

Für den Widerstandsbereich von 51 Ohm bis 100 Ohm vertriebt Neye-Enatechnik jetzt auch Hakuto-Micro-Miniatur-Widerstände in Perlenform mit radialen Drahtanschlüssen. Der internationale dreistellige Farbcode ist auf dem kunstharzummüllten Widerstandskörper direkt aufgebracht. Als Widerstandsmaterial wurde eine Metallglasur auf Keramikgrundlage verwendet. Der Widerstand ist mit $\frac{1}{10}$ W belastbar und wird mit 5 % Widerstandstoleranz geliefert. Der Temperaturbereich beträgt - 40 °C bis + 125 °C. Auf Grund der geringen Abmessungen (maximaler Durchmesser 3,3 mm) ist der Einsatz in integrierten Schaltungen denkbar. Für gedruckte Schaltungen findet der Widerstand Platz im 2,54-mm-Raster.

Differenzverstärker „3A 10“ für mechanische Meßwertwandler

Mit dem Differenzverstärker-Einschub „3A 10“ und zwölf zugehörigen Meßwertwandlern stellt Tektronix erstmals ein komplettes Programm für die oszillografische Messung mechanischer Größen vor. Der „3A 10“ kann als hochempfindlicher Differenzverstärker (10 μ V, 1 MHz) oder als Verstärker für mechanische Meßwertwandler eingesetzt werden. Die Eingänge erlauben die Adaption von piezoelektrischen und anderen aktiven Aufnehmern sowie die Anpassung an Dehnungsmeßstreifen und spannungserregte Wandler. Die Versorgung erfolgt durch eine eingebaute regelbare Spannungsquelle. Umschaltbare Tief- und Hochpässe befreien die oszillografischen Funktionen von Brummüberlagerungen und Rauschen.

Rechnender Frequenzzähler „Rematik CA 41“

Der rechnende Frequenzzähler „Rematik CA 41“ von Schurig eignet sich besonders zur Messung tiefer Frequenzen und niedriger Drehzahlen. Bei diesem Gerät wird im Bereich 1 Hz ... 1 kHz (Gesamtmeßbereich 1 Hz ... 199,99 kHz beziehungsweise 3 ... 199 990 U/min) nicht die Frequenz, sondern die Periodendauer gemessen und dieser Meßwert dann in den Reziprokwert umgerechnet und angezeigt. Die Rechenzeit beträgt dabei 10 ... 80 ms. Im Frequenzbereich 1 ... 199,99 kHz arbeitet der „CA 41“ nach dem üblichen Verfahren mit Meßzeiten zwischen 0,1 und 1 ms. Als Zeitbasis dient ein 10-MHz-Quarz. Die Eingangsempfindlichkeiten sind 10 und 100 mV, und der Eingangswiderstand ist 1 MOhm. Eine Bereichsautomatik ermöglicht vollautomatische Messungen ohne Meßbereichswechsel.

Bedampfanlage „CV-1104“ mit automatischem Pumpsystem

Die Bedampfanlage „CV-1104“ von Bendix ist speziell geeignet für die Herstellung dünner Schichten in der optischen sowie der elektronischen Industrie. Das 10“-Pumpsystem mit hoher Sauggeschwindigkeit für kurze Auspendungszeiten ermöglicht ein Maximum an Bedampfung je Zeiteinheit. Eine wassergekühlte Stahlglocke mit großem Volumen (wahlweise 24“ oder 30“ Durchmesser) bietet genügend Raum für große Chargen. Die hohe Produktionskapazität wird durch ein extrem kompakt gebautes System, das auf geringster Raumfläche installiert werden kann, erreicht. Die Stromversorgung für die Verdampfungsquellenheizung hat eine Leistung von 4 kVA (kurzzeitig bis 8 kVA belastbar). Die Abpumpzeit ist 12 Minuten von Atmosphärendruck bis 2 · 10⁻⁷ Torr (mit BCN-Baffle und mechanischer Pumpe 84 m³/h). Als Zubehör stehen zur Verfügung eine Glühentladungseinheit zur Reinigung der Substrate und ein Drehrussell mit regelbarer Geschwindigkeit und Ausheizbarkeit bis zu 400 °C, ferner Hochstromdurchführungen, Hochspannungsdurchführungen, Hochfrequenzdurchführungen, Meßwertdurchführungen, Flüssigkeitsdurchführungen, Drehdurchführungen, Schichtdickenmeß- und Steuergeräte und Elektronenstrahl-Verdampfer.

Lehrgang „Konstruieren und Fertigen in der Elektronik“

Die Technische Akademie Esslingen e. V. veranstaltet in der Zeit vom 10. 2.-12. 2. 1970 (jeweils 8.30-11.30 Uhr und 13.00 bis 16.30 Uhr) in Esslingen, Rotenackerstr. 71, Akademiegebäude, erstmalig einen Lehrgang „Konstruieren und Fertigen in der Elektronik“. Dieser Lehrgang behandelt typische Arbeitsgebiete, durch die sich Konstruktion und Fertigung in der Elektronik von Konstruktion und Fertigung in anderen Gebieten unterscheiden. Ausgehend von der kritischen Schnittstelle zwischen Entwicklungsingenieur und Konstrukteur wird zunächst die Umsetzung des Stromlaufplans in die ebene Verdrahtung der Leiterplatte behandelt; anschließend werden die einzelnen Produktionsschritte bis zur fertigen Baugruppe erläutert. Vorträge über Besonderheiten neuzeitlicher Bauelemente, über Prüfverfahren und Gehäusefragen runden das Gesamtthema ab.

Als Dozenten konnten namhafte Fachleute aus Großunternehmen der Elektronik und Nachrichtentechnik gewonnen werden (AEG-Telefunken, Cannon Electric GmbH, Isola AG, Standard Elektrik Lorenz AG), die in der Lage sind, aus umfangreicher eigener Erfahrung zu berichten. Der Lehrgang ist trotz seines hohen Niveaus ganz auf die Belange der Praxis abgestimmt.

Jeder Kursteilnehmer erhält eine Arbeitsmappe mit Unterlagen, ein wertvolles Nachschlagewerk für die berufliche Arbeit.

Nähere Auskünfte: Technische Akademie Esslingen, 7300 Esslingen/Neckar, Rotenackerstr. 71, Postfach 748, Telefon (0711) 3 79 36.

Wochenendlehrgang „Klein-Computer“

Mit Klein-Computern beschäftigt sich ein Wochenendlehrgang des VDI-Bildungswerks des Vereins Deutscher Ingenieure (4 Düsseldorf 1, Postfach 1139, Telefon 6 21 42 14), der jeweils am 15./16., 22./23. Januar und 12. Februar 1971 in Düsseldorf, Graf-Recke-Str. 84, VDI-Haus, und am 29./30. Januar und 5./6. und 13. Februar 1971 in Düsseldorf, Josef-Gokeln-Str. 9, Staatliche Ingenieurschule für Maschinenwesen, veranstaltet wird. Lehrgangsträger sind die VDI/VDE-Fachgruppe Regelungstechnik, die VDE/VDI-Fachgruppe Meßtechnik und die VDI-Fachgruppe Betriebstechnik (ADB). Im theoretischen Teil des Lehrganges werden die Grundlagen der digitalen Rechentechnik und die mathematischen Voraussetzungen für die Programmierertechnik bei Klein-Computern entwickelt. Im praktischen Teil des Lehrganges werden Übungen an digitalen Schaltmodellen und an Klein-Computern durchgeführt. Der Lehrgang wendet sich an Diplom-Ingenieure, Ingenieure, Physiker und andere Naturwissenschaftler und Mathematiker und mathematisch interessierte Kaufleute und Techniker, denen eine selbständige Umsetzung der Fachprobleme über einen Programm-Ablaufplan in das Computer-Programm ermöglicht werden soll.

Zusatzstudium „Elektronik und Informationstechnik“

Am 11. 12. 1970 wurden in der Aula der Staatlichen Ingenieurschule Furtwangen 24 Ingenieure der Deutschen Bundespost feierlich verabschiedet, die im März dieses Jahres aus ihren Dienststellen im gesamten Bundesgebiet nach Furtwangen gekommen waren, um hier ein Zusatzstudium „Elektronik und Informationstechnik“ zu absolvieren. In 13 Lehrfächern und 7 fünföchigen Praktika wurden Hardware und Software von Datenverarbeitungsanlagen sowie elektronische Meß-, Steuer- und Regelsysteme ausführlich behandelt.

Im kommenden März soll ein weiterer Lehrgang der genannten Art in Furtwangen beginnen. Nähere Auskünfte: Staatliche Ingenieurschule Furtwangen (Schwarzwald), 7743 Furtwangen, Telefon (077 23) 6 45.

Lebenslanges Lernen in Naturwissenschaft und Technik

Über die Ergebnisse einer Untersuchung zur Fortbildung im Beruf stehender Naturwissenschaftler und Ingenieure, über Methoden und Medien lebenslangen Lernens, über eine Ausbildung zum Weiterlernen im Beruf sowie über die Fort- und Weiterbildung als Aufgabe der technisch-wissenschaftlichen Vereine und der Industrie berichten die Professoren v. Ferber (TH Hannover), Eigler (Mannheim), Mohr (Frauenhofer-Gesellschaft/München), Balke (Präsident des DVT) und D. r. S a h m (Messerschmitt-Bölkow-Blohm GmbH)

in der jetzt unter dem Titel „Weiterbildung und lebenslanges Lernen in den naturwissenschaftlichen und technischen Berufen“ erschienenen VDI-Information Nr. 25. Diese VDI-Information faßt die Ergebnisse der Jahresversammlung 1970 des Deutschen Verbandes Technisch-Wissenschaftlicher Vereine (DVT) einschließlich der Diskussionsbeiträge zusammen.

In einer der Schrift vorangestellten Empfehlung skizziert der DVT, die Dachorganisation von mehr als 80 technisch-wissenschaftlichen Vereinigungen in der Bundesrepublik, die Gründe für die Notwendigkeit verstärkter Weiterbildung und weist in diesem Zusammenhang darauf hin, daß die erheblichen Kosten für die Aus- und Weiterbildung von einer wachsenden Wirtschaft aufgebracht werden müßten. Die geistigen Grundlagen für die Bereitschaft zum Weiterlernen im Beruf müßten schon in der Schule gelegt werden. Die Maßnahmen zur Fort- und Weiterbildung in der Industrie müßten umfangreicher, differenzierter und qualifizierter werden, und die technisch-wissenschaftlichen Vereine sollten ihre Weiterbildungsprogramme im Interesse größtmöglicher Effektivität konzentrieren. Das Zusammenwirken neuer Lehrmaterialien und Lehrmethoden müsse nach neuen Modellen organisiert werden. Die laufende Anpassung des beruflichen Wissens an den naturwissenschaftlich-technischen Fortschritt könne aber nur gelingen, wenn alle Bildungseinrichtungen – Hochschulen, technisch-wissenschaftliche Vereine, betriebliche Einrichtungen und Massenmedien – zweckmäßig ausgebaut würden.

Zentrale Trainingsstelle bei Hewlett-Packard eingerichtet

Bei der Vielfalt und bei der ständig zunehmenden Komplexität neuer Geräte ist eine gute Ausbildung von Verkaufingenieuren und Service-Technikern unabdingliche Voraussetzung guter Kundenbetreuung. Insbesondere muß auch die Ausbildung des Kunden am gekauften Gerät und in neuen Fachbereichen besondere Aufmerksamkeit erhalten.

Die deutsche Vertriebsorganisation von Hewlett-Packard hat nun zur Vertiefung und Intensivierung ihrer Trainingsaktivitäten in Frankfurt eine zentrale Stelle für alle Ausbildungstätigkeiten geschaffen. Ihr obliegt die Koordinierung aller Aktivitäten, die Beratung in der Erstellung von Trainingsprogrammen und die Durchführung von „nichttechnischem“ Training.

Grundsätzlich lassen sich zwei Bereiche abgrenzen: 1. Kundentraining, 2. Mitarbeiterausbildung.

Das Kundentraining umfaßt sowohl Ausbildung am gekauften Gerät (also zum Beispiel Computer, Gaschromatograf oder Intensivpflegestation) als auch Einführung in neue Meßtechniken (Mikrowellenanalyse, schnelle Fourieranalyse).

Die Ausbildung der Mitarbeiter umfaßt Verkaufingenieure, Service-Techniker und Administration. Beginnend beim Training auf dem eigenen Verkaufsgebiet, erhält der Verkaufingenieur eine darüber hinausgehende Ausbildung in Sparten, die außerhalb seines Tätigkeitsbereiches liegen, um auch hier Kundenprobleme richtig zu erfassen und dem dann zuständigen Fachkollegen weitergeben zu können. Die Aufgliederung der Verkaufsmannschaft in Berater für Datenverarbeitung, allgemeine Elektronik, (chemische) Analytik und Medizin macht eine solche Ausbildung besonders sinnvoll und notwendig.

Die Ausbildung des Service-Personals ist ein weiterer wesentlicher Bestandteil des Trainings. Neue Testtechniken – bis hin zum Einsatz von Computern – machen sorgfältige und ständige Ausbildung unumgänglich.

Fernsehaufzeichnungsgeräte für Münchener Hauptschulen

Ende 1970 erhielten die Münchener Hauptschulen 45 Philips-Video-Recorder vom Typ „LDL 1000“. Der Kauf dieser Geräte wurde möglich, nachdem der Stadtrat der Stadt München und der Bayerische Rundfunk sich bereit erklärten, die dafür nötigen Mittel zur Verfügung zu stellen.

In erster Linie sollen diese Aufzeichnungsgeräte vor allem dem Englisch-Unterricht dienen, damit dieser in den Klassen 5 bis 9 in Wochenlektionen erteilt werden kann. Die Schulen sind dann nicht mehr gezwungen, die Gesamtsendezeit des Schulfernsehens in Anspruch nehmen zu müssen, sondern zeichnen nur den sie betreffenden Part auf.

Gleichzeitig soll mit diesem Versuch auch die allgemeine Brauchbarkeit dieser Geräte im Unterricht erprobt werden. Aus dieser Erfahrung will man dann die Voraussetzung für einen verstärkten Einsatz von Schulfernsehsendungen im Unterricht schaffen.



ela-system 1004

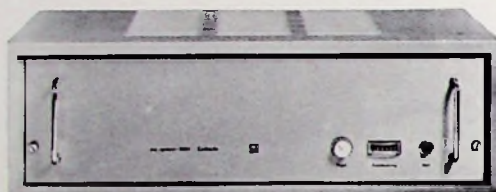
ein universelles, fortschrittliches Verstärkersystem mit HiFi-Qualität zum Bau von Trans.-Mischverstärkeranlagen nach Maß.

50- oder
120-W-
Misch-
verstärker



Mischverstärker »1004« Wahl zwischen Einzelgehäuse oder 19-Zoll-Gestell-Einbau. Kombinationsmöglichkeit mit weiteren Verstärkereinheiten. Wahl zwischen 50- oder 120-W-Ausgangsleistung mit 4-16 Ω oder 100-V-Ausgang. Wahl bis zu 4 miteinander mischbaren Eingängen mit beliebig einstellbaren Eingangsempfindlichkeiten durch 1-4 Steck-einheiten mit je 3 Variationsmöglichkeiten, wie Vorverstärkung, Klangregelung oder beides. Steckkarten zusätzlich für Vibrator, Gitarrenfilter u. a. mehr. Bausatz-Einschubausführung ab DM 598,-.

50- oder
120-W-
Endstufe



Endstufe »1004« 50- oder 120-W-Ausführung. Beleuchtetes Überwachungsinstrument. Bausatz-Einschubausführung ab DM 550,-. Sammel-Baumapfe 05-11-420 DM 8,-. Einzelheiten im Informationsprospekt »ela-system 1004«.

RADIO-RIM

Abt. Elektronik F2, Briefanschr.: 8 München 2, Postf. 20 20 26
Telefon (0811) 55 72 21 - Telex 05-28 166 rarim-d



stets griffbereit

Vor Verlust und Beschädigung geschützt, bilden die Hefte in den praktischen

● Sammelmappen

mit Stabeinhängenvorrichtung
für die Hefte des laufenden Jahrgangs
oder in den

● Einbanddecken

für jeweils einen kompletten Jahrgang

ein Nachschlagewerk von bleibendem Wert

Ausführung: Ganzleinen mit Titelprägung

Preis d. Sammelmappe 9,- DM zuzügl. Versandkosten
(Berlin: 1 Sammelmappe 44 Pf, bis 4 Sammelmappen 1,11 DM; Bundesgebiet: bis 4 Sammelmappen 1,11 DM)

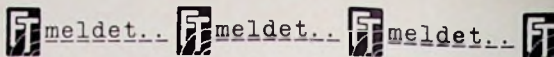
Preis d. Einbanddecke: 7,- DM zuzügl. Versandkosten
(Berlin: 1 Einbanddecke 33 Pf, bis 5 Einbanddecken 44 Pf, bis 10 Einbanddecken 1,11 DM; Bundesgebiet: bis 2 Einbanddecken 1,- DM, bis 10 Einbanddecken 1,11 DM)

Sämtliche Preisangaben einschließlich Mehrwertsteuer

● Lieferung bei Voreinsendung des Betrages auf das Postcheckkonto VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin West 76 64

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 Berlin 52, Eichborndamm 141-167



AEG-Telefunken International erhöht Kapital

Die AEG-Telefunken International AG, Zürich, hat beschlossen, ihr Grundkapital um 14 Millionen sFr auf 102 Mill. sFr zu erhöhen. Zusammen mit den Reserven verfügt die AEG-Telefunken International AG nunmehr über ein Eigenkapital von mehr als 170 Mill. sFr. In dieser Holding sind direkt und indirekt gegenwärtig über 50 ausländische Beteiligungsgesellschaften von AEG-Telefunken zusammengefaßt.

Kapitalverdoppelung bei Nordmende

Wie die Geschäftsleitung der Norddeutschen Mende Rundfunk KG (Nordmende), Bremen, mitteilt, wurde die von den Gesellschaftern beschlossene Kapitalerhöhung um 100 % jetzt durchgeführt. Eine entsprechende Eintragung im Handelsregister ist bereits erfolgt. Diese Kapitalerhöhung ermöglicht dem Familienunternehmen, das in sechs Werken rund 4500 Mitarbeiter beschäftigt, sich im Wettbewerb der Branche nicht nur zu behaupten, sondern seine Position konsequent weiter auszubauen.

Neues Beratungszentrum der IBM in Bielefeld

Zur Schulung und Beratung von Kunden und Interessenten hat die IBM Deutschland in Bielefeld ein Beratungszentrum für Datenverarbeitung eröffnet, das zur Zeit über ein „IBM System /3“ und ein „IBM System /360 Modell 20“ mit den zugehörigen peripheren Einheiten verfügt. Die Schulungsräume des Beratungszentrums, das der seit 1951 bestehenden IBM-Geschäftsstelle Bielefeld angeschlossen ist, bieten mehr als 30 Personen Platz. Um den Kundenmitarbeitern ein ungestörtes Arbeiten zu ermöglichen, wurden außerdem Arbeitsräume eingerichtet.

Drittes Hewlett-Packard-Werk in Europa

Hewlett-Packard beabsichtigt den Bau einer dritten Produktionsstätte in Europa. Das Werk wird nach Bestätigung durch das französische Finanzministerium in Grenoble erbaut. Die erste Ausbaustufe soll eine Produktionsfläche von 6000 m² mit etwa 300 Beschäftigten umfassen. Die Langzeitpläne sehen einen Ausbau auf 56 000 m² und die Beschäftigung von 3000 Personen vor. Das Unternehmen hat in Europa bereits zwei Produktionsstätten, und zwar eine in Böblingen bei Stuttgart und eine in South Queensferry, Schottland.

Rechenzentrum für Datenfernverarbeitung in Wiesbaden

Die IBM Deutschland hat in Wiesbaden ein Rechenzentrum für Datenfernverarbeitung eröffnet. Über eine Datenstation „IBM 2780“ und eine fest gemietete Leitung besteht eine ständige Verbindung zu einem „IBM System /360 Modell 65“ im IBM-Rechenzentrum Frankfurt. Jedem Benutzer stehen zahlreiche Programmpakete für kommerzielle und technisch-wissenschaftliche Aufgaben zur Verfügung.

Neuer Marketing-Direktor für Europa bei Fairchild

Seit dem 1. Dezember 1970 ist Richard W. Renzetti neuer Marketing-Direktor für Europa bei Fairchild. Er löst damit den früheren Marketing-Direktor, Dedy R. Saban, ab. In der europäischen Hauptniederlassung Fairchilds in Wiesbaden sind Renzetti der Produkt-Manager für Europa, Carlo Longoni, der Marketing-Services-Manager für Europa, Sven Behrendt, der Marketing-Manager für Deutschland, Günter Wolf, der Applications-Manager für Europa, Derek Bray, sowie der Customer-Satisfaction-Manager, Herbert Knüfken, unterstellt. Ferner unterstehen ihm die vier regionalen Marketing-Manager Gilbert Bonamy (Frankreich), Ken Bradshaw (Großbritannien), Roberto Stefanelli (Italien) sowie Stig Murquist (Schweden).

Grundig-Lehrling beim Berufswettkampf in Tokio erfolgreich

Einen vierten Platz konnte der 18jährige Grundig-Lehrling Günter Höck bei dem 19. Internationalen Berufswettkampf in Tokio in seiner Berufssparte „Industrie-Elektronik“ erringen. Insgesamt nahmen an der Ausscheidung 280 junge Facharbeiter aus 16 Ländern teil. Bei den Leistungsprüfungen mußte Günter Höck, wie alle Industrie-Elektroniker, ein Netzgerät bauen und im theoretischen Examen eine Druckschaltung und ein Schaltbild entwerfen.



Internationale Zusammenarbeit bei Weltraummissionen

Zahlreiche Erfolge der Weltraumfahrt sind auf die intensive Zusammenarbeit mehrerer Nationen zurückzuführen. Schon in den sechziger Jahren schuf man mit mehr als 70 Ländern eine gesunde Basis für eine ausgedehnte und erfolgreiche Zusammenarbeit. Es bestehen fast 250 Vereinbarungen über internationale Raumfahrtprojekte. So gelang es beispielsweise, mit amerikanischen Raketen Satelliten anderer Staaten zu starten und amerikanische Satelliten mit Meßinstrumenten ausländischer Wissenschaftler auszustatten. Ferner beteiligten sich die USA an mehr als 500 Experimenten mit Forschungssonden in aller Welt. Sie waren von den verschiedensten Raketenabschlußplätzen rund um den Erdball gestartet. Nach Mondlandungen wurden außerdem mehr als 50 wissenschaftliche Institute verschiedener Staaten in die Analyse von Boden- und Gesteinsproben des Mondes eingeschaltet. In etwa 50 Ländern der Welt ist es zudem möglich, die Daten von Wetterbeobachtungssatelliten täglich zu empfangen. Internationales Teamwork gibt es schließlich bei der Erprobung von Nachrichtensatelliten durch große Bodenstationen in mehr als einem Dutzend Ländern. Heute sind Angehörige vieler Länder Mitarbeiter in über den ganzen Erdball verteilten Bodenbeobachtungs- und Datensammelstellen. Auch der Erfahrungsaustausch anlässlich der hervorragenden Weltraumerfolge der UdSSR förderte die internationale Zusammenarbeit im Hinblick auf ein erstrebenswertes System gegenseitiger Hilfeleistung bei Weltraummissionen.

Viele Gemeinschaftsprojekte bringen zusammen mit anderen in Angriff genommenen Arbeiten reale Vorteile. So sind erhebliche Kosteneinsparungen möglich, wenn unter anderem Kanada die Verantwortung für eine Reihe von Satelliten im NASA-Programm der Ionosphärenforschung trägt, die Bundesrepublik Deutschland sich an einem wichtigen Sonnenforschungsprojekt beteiligt und wenn Länder wie Brasilien, Indien und Norwegen bei Forschungsprojekten geeignete Abschlußplätze in bestimmten geografischen Breiten bereitstellen.

Manche Beispiele lassen sich noch anführen. So ist es in wissenschaftlicher Hinsicht vorteilhaft, wenn ausländische Forscher in einem nach strengen Maßstäben geführten Wettbewerb eigene Meßinstrumente in NASA-Satelliten mitgeben. Eine Fülle von Erkenntnissen entstand durch die kanadischen Ionosphärenforschungsstellen mit Messungen von oben her, durch italienische Satelliten beim Messen der Luftdichte, ferner durch neue Techniken wie das deutsche Verfahren, für Untersuchungen des irdischen Magnetfeldes Bariumwolken in großer Höhe auszustößen. Hierzu gehören auch Beobachtungen über die Ausbreitung von Funkwellen und Programme für geodätische Satelliten. Die Technik profitierte weiterhin allgemein davon, daß bei gemeinsamen Projekten kanadische Ingenieure Pionierarbeit zur Entwicklung von Ionosphärensonden mit Kippfrequenz sowie von ausfahrbaren Antennen und Stabilisatoren leisteten und französische Ingenieure die Ballontechnik, die Fernmeßtechnik, die Konstruktion von Satelliten und die Fluggeräte-Testmethoden zum Feststellen von Gefahrenquellen verbesserten. Hinsichtlich der Energieversorgung von Satelliten sind bereits manche Probleme gemeinsam bewältigt worden, wobei vor allem aber im Hinblick auf größere Leistungen noch manche neue Lösungen zu erwarten sind.

Von Interesse sind auch zahlreiche Projekte der nahen Zukunft. So laufen jetzt die Vorbereitungen für den gemeinsam mit Frankreich abzuwickelnden Plan EOLE, in dessen Rahmen ein meteorologischer Versuchssatellit und Ballone gestartet werden. Die USA werden einen französischen Satelliten in eine Erdumlaufbahn bringen. Er soll den Flug von mehreren hundert Ballonen verfolgen und

Hinweise auf die Zirkulation von Höhenwinden rund um den Erdball geben. Sobald andere Systeme Versuchsreife erlangen, sollen Möglichkeiten für eine weitgehende internationale Zusammenarbeit gefunden werden.

In ein zusammen mit Indien entwickeltes Versuchsprogramm soll der amerikanische Mehrzweck-Satellit ATS-F einbezogen werden. Dabei handelt es sich um ein experimentelles Schul- und Bildungsfernsehen für die Versorgung von rund 5000 abgelegenen Dörfern Indiens mit Fernsehsendungen. Der Einsatz dieses hochentwickelten Satelliten bewog Indien zu beträchtlichen eigenen Anstrengungen. Das Land übernimmt die Verantwortung für den Bau von Sendestationen, die Entwicklung und Fertigung leistungsfähiger Fernsehempfänger und für die Planung der auszustrahlenden Lehr- und Bildungsprogramme. Außerdem bemüht sich Indien um die Versorgungseinrichtungen für die Koordinierung und Einsatzfähigkeit aller Elemente.

Die Möglichkeiten der Bodenforschung von Satelliten aus werden in Gemeinschaftsvorhaben mit Brasilien und Mexiko in Angriff genommen. Sie sehen vor, Wissenschaftler mit den technischen Möglichkeiten der Projektierung und Feldbeobachtung aus dem Raum vertraut zu machen. Diese Technik gestattet es, umfassendere Kenntnisse und Daten auf dem Gebiet der Bodenforschung zu sammeln.

Gegenwärtig werden noch manche Wege sondiert, um zusätzliche Gemeinschaftsvorhaben auf dem Gebiet der angewandten Raumfahrttechnik zu verwirklichen. Geprüft wird beispielsweise ein Vorschlag, im Rahmen des weltweiten Programms für Atmosphärenforschung (Global Atmospheric Research Program, GARP) einen französischen Wetterbeobachtungssatelliten in eine synchrone Umlaufbahn zu bringen. Außerdem führen amerikanische Fachleute gemeinsam mit Vertretern des Bundesamtes für Luftfahrt Gespräche mit der europäischen Organisation für Weltraumforschung ESRO und Vertretern der europäischen Luftfahrtbehörden, um Leistungsspezifikationen für Versuchsgeräte als Vorstufe für Satelliten zum Überwachen der Flugsicherheit im nordatlantischen Raum zu erarbeiten. Diese Gespräche könnten in absehbarer Zeit zu einem gemeinsam durchzuführenden Versuchsprojekt für die Entwicklung einer Flugverkehrsüberwachung führen.

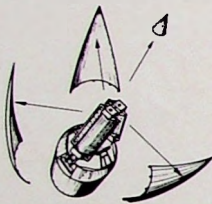
Wie alle solche Planungen beweisen, wird man in den siebziger Jahren die internationale Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Entwicklung und Nutzung großer Raumfahrtssysteme wesentlich fördern. Daß die Weltraumforschung kein Feld für nationalen Egoismus, sondern für Solidarität, Kooperation und Toleranz sein muß, unterstrich auch Dr. Klaus von Dohnanyi, parlamentarischer Staatssekretär im Bundesministerium für Bildung und Wissenschaft, in seiner Eröffnungsansprache zur XXI. Jahrestagung der Internationalen Astronautischen Föderation (IAF) im Oktober 1970 in Konstanz. Abschließend plädierte er dort für eine offene Haltung in der technologischen Zusammenarbeit über den europäisch-amerikanischen Raum hinaus. Es müsse sichergestellt werden, daß regionale Gruppierungen auf dem Weltraumgebiet nicht dazu führen, bestehende Blöcke durch ökonomisch-technische Entscheidungen miteinander in einen sinnlosen Wettbewerb und damit erneut zur Konfrontation anstatt zur Kooperation zu bringen. Die Bundesregierung tritt im Bereich der vor uns liegenden technologischen Zusammenarbeit sowohl innerhalb Westeuropas als auch im europäisch-amerikanischen Komplex für eine offene Haltung nach außen, insbesondere natürlich gegenüber den osteuropäischen Nachbarn und der Sowjetunion ein.

Werner W. Diefenbach

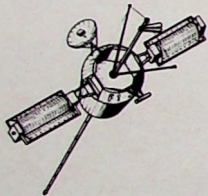
Flexibler Solarzellengenerator

Bei dem steigenden Leistungsbedarf der zukünftigen Satelliten reicht deren Oberfläche, die mit Solarzellen zur Stromversorgung belegt werden kann, nicht mehr aus. Es werden daher flexible, ausfahrbare oder ausklappbare Solarzellengeneratoren notwendig, deren Gewicht gering und deren Stauvolumen in der Raketen Spitze klein sein muß. Für eine Ausgangsleistung von 1 kW bei Verwendung der zur Zeit verfügbaren Solarzellen wird zum Beispiel eine Fläche von 10 m² benötigt.

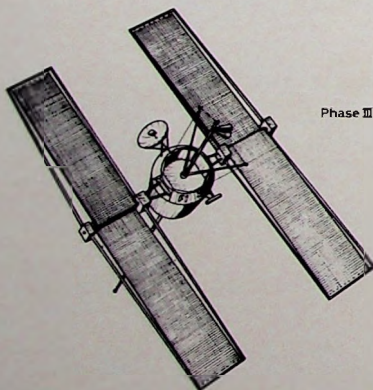
Bei derartigen flexiblen Solarzellen-Arrays treten hohe mechanische und thermische Beanspruchungen vor dem Start, beim Start und im Weltraum auf. Im einzelnen sind es die mechanischen Spannungen beim Wickeln auf eine



Phase I



Phase II



Phase III

Ausfahren des Solarzellengenerators

Trommel und beim Start die hohe Beschleunigung, verbunden mit der Vibration. Außerdem treten bei der Mission im Raum ein Vakuum von etwa 10^{-8} Torr auf, ein großes Temperaturintervall von -180°C bis $+90^{\circ}\text{C}$ bei einem Temperaturgradienten von etwa 2°C je Sekunde sowie starke UV- und Korpuskularstrahlung und der Meteoritenbeschuß.

Das zur Zeit von AEG-Telefunken entwickelte Funktionsmodell eines flexib-

len Solarzellengenerators hat ein 6 m \times 1 m großes Array, das mit 20 mm \times 20 mm \times 0,3 mm großen Glas- und Aluminiumimitationen (Dummies) belegt ist und als Entwicklungsmuster für weit größere Flächeneinheiten dient. Als flexibles Substrat wurde Kapton mit einer Dicke von 75,0 μm verwendet, das äußerst gute mechanische und thermische Eigenschaften hat. Die Aluminiumdummies dienen zur Gewichtssimulation an Stelle von Solarzellen. In der Fertigung befindet sich ein flexibles Array mit 150 μm dicken Zellen und 150 μm dicken Deckgläsern, das bereits bei allen bisherigen Tests sehr gute Ergebnisse zeigte. 12 000 mechanische Auf- und Abrollzyklen sowie 100 thermische Zyklen von -180°C bis $+70^{\circ}\text{C}$, durchgeführt an Einzelsolarzellenmodulen, gingen unter anderem der Herstellung in der Entwicklungsphase voraus.

Die Versteifungselemente für das flexible Array sind dünnwandige Schlitzrohre, kurz „Stem“ (storable tubular extendible member) genannt. Bei dem Funktionsmodell werden Bi-Stems verwendet, die beim Einfahren als Bandmaterial auf eine Trommel flach aufgewickelt werden und sich beim Ausfahren zu einem Rohr formen. Die von AEG-Telefunken entwickelte und bei diesem Funktionsmodell angewandte Speichereinheit läßt Ein- und Ausfahrgeschwindigkeiten von sehr kleinen Werten bis zu mehr als 1 m/min zu.

Das Leistungsgewicht eines flexiblen Solarzellengenerators wird bei der bisher erprobten Technik des Funktionsmodells und bei dieser Flächengrößenordnung mit 35 W/kg nach einer Missionszeit von etwa einem halben Jahr veranschlagt. (Nach Unterlagen von AEG-Telefunken.)

Schallmauerdurchbruch zerstört keine Bildröhren

Werden Bildröhren von Fernsehgeräten in Mitleidenschaft gezogen, wenn in der Nähe ein Flugzeug in Überschallgeschwindigkeit vorbeifliegt und der „Schall-Schlepp“ sich in Gestalt eines ohrenbetäubenden Knalles auswirkt?

Diese Frage ist aktuell geworden, nachdem es im Großraum Hannover zu zahlreichen Beschwerden aus der Bevölkerung gekommen ist. Das Amt für Verteidigungslasten hat daraufhin das Curt-Risch-Institut für Schwingungs-Meßtechnik der Technischen Universität Hannover beauftragt, ein Gutachten anzufertigen, das die Folgen des Flugzeugknalles auf Fernsehgeräte untersucht. Daß mit der Erstellung des Gutachtens das Curt-Risch-Institut beauftragt worden ist, liegt daran, daß das Institut sich seit Jahren mit der Einwirkung von Flugzeugknall auf Bauwerke und Bauteile beschäftigt, jedoch bis dahin nicht auch mit dem Verhalten von Bildröhren.

Allgemein lassen sich auf Grund der durch das Institut gemachten Angaben zu der Frage, ob Bildröhren durch den Flugzeugknall beschädigt werden, eindeutige Aussagen treffen: Die Druckänderungen infolge eines geradlinigen

horizontalen unbeschleunigten Überschallfluges von Flugzeugen in Flughöhen von 10 000 m Höhe liegen in der Größenordnung von $1/2$ bis 1 mbar; das entspricht einer Änderung des vorhandenen Luftdruckes um 1 $\%$. Da die Bildröhren ein sehr hohes Vakuum haben, sind sie also ständig der Einwirkung des Luftdruckes von etwa 1000 mbar ausgesetzt. Meteorologische Druckänderungen erreichen Werte von ± 40 mbar. Allerdings gehen diese Änderungen wesentlich langsamer vor sich als beim Flugzeugknall, bei dem der erste Anstieg nur $1/1000$ s dauert.

Nach Auskunft und Unterlagen der Bildröhrenhersteller sind Bildröhren auf größte Festigkeit des Kolbes hin dimensioniert. Dennoch wendet man eine Überdruckprüfung an, bei der die Röhre einer ungewöhnlichen Überbelastung ausgesetzt wird. Eine weitere Gruppe bilden zerstörende Untersuchungen der Implosionssicherheit im Thermo-Schock- und Kugelfalltest sowie Untersuchungen des Verhaltens bei tiefen Temperaturen bis -40°C .

Weiterhin wird eine gewisse Anzahl Röhren einem Lebensdauerversuch unterworfen, der bei erschwerten Betriebsbedingungen – wie sie bereits angeführt wurden – über einen Zeitraum bis zu 3000 Stunden durchgeführt wird. Die dabei auftretenden örtlichen Spannungen sind unvergleichlich viel größer als die infolge Flugzeugknallen bei Flügen von Flugzeugen mit Überschallgeschwindigkeit und der damit verbundenen Schall-Schlepp-Wellen.

Da Bildröhren auf Grund der erwähnten, von den Herstellern durchgeführten Prüfungen gegen Druckänderungen wesentlich widerstandsfähiger als Glasscheiben in Fenstern sind, müßten praktisch alle Fensterscheiben in Gebäuden zerstört sein, ehe an Bildröhren mit Schäden zu rechnen wäre.

Wie das Curt-Risch-Institut für Schwingungs- und Meßtechnik der Technischen Universität Hannover in einem Beispiel anführte, sind selbst bei Überschallflügen in nur 100 m Höhe an den Fensterscheiben dreier Versuchshäuser, die in einem sonst unbewohnten Gebiet in Lappland eigens dazu errichtet wurden, keine Schäden entstanden.

Diese Ausführungen zeigen, daß Flugzeugknalle – bei Flügen mit Überschallgeschwindigkeit – für Bildröhren, die in Ordnung sind, als Ursache von Schäden ausscheiden. Wenn aber versteckte Anrisse oder dergleichen schon vorhanden waren, kann das Zuschlagen einer Tür oder ein Flugzeugknall auslösend dafür sein, daß ein solcher Schaden sichtbar wird.

Flugzeugknalle und ganz allgemein Flugzeuglärm sind für Menschen natürlich sehr lästig. In der Bundesrepublik Deutschland wurde aus diesem Grund ein „Gesetz zum Schutz gegen Fluglärm in der Umgebung von Flugplätzen“ erlassen. Nach § 19a (1) dieses Gesetzes muß auf Verkehrsflughäfen und in deren Umgebung in der Nähe bewohnter Gebiete der Fluglärm laufend überwacht und ausgewertet werden.

Auf eine solche großzügige Fluglärm-Überwachungsanlage des Rhein-Main-Flughafens Frankfurt wurde beispielsweise im Heft 15/1970, S. 565, hingewiesen.

M. Pfitzmann

Vier-Kanal-Tontechnik

Die Tontechnik in Rundfunk und Fernsehen, Film und Schallplatte schließt, abgesehen von einfachen Übertragungen einer gesprochenen Information ohne künstlerischen Gehalt, heute üblicherweise eine oft aufwendige Bearbeitungstechnik ein. Die einzelnen aus einem Studio oder einem anderen Ursprungsort akustischen Geschehens von einer Vielzahl von Mikrofonen aufgenommenen und getrennt übertragenen Klanganteile werden in einem Regieraum nachbearbeitet und dosiert gemischt. Das ist erforderlich, um Mängel der akustischen Umgebung oder der Solisten ausgleichen zu können, um die Volumina der einzelnen Instrumentengruppen gegeneinander ausbalancieren zu können, um künstlichen Nachhall oder Geräusche zu mischen oder um eine Klangquelle mehrfach überlagern zu können, wie dies als Nachsynchronisation beim Begleiten von Film und Fernsehen hinreichend bekannt, aber nicht immer geschätzt ist. Menschliche Unzulänglichkeit sowie das Streben nach Wirtschaftlichkeit und Perfektion machen diese Viel-Kanal-Tontechnik auf der Aufnahme- und auf der Wiedergabe- und auf der Abhöre- und auf der Hörerseite erforderlich. Bis zu 24 Klanganteile werden dazu heute gleichzeitig nebeneinander auf Magnetband festgehalten. Neben dieser aufnahmeseitigen Viel-Kanal-Tontechnik als Produktionshilfe findet auch eine Vielzahl von Tonkanälen, die eine entsprechende Anzahl von Lautsprechern im Wohnraum speisen, steigendes Interesse.

In der Mono-Technik speist ein Übertragungskanal einen Lautsprecher oder eine Lautsprechergruppe (Bild 1). Die

hinter dem Bildschirm und einem weiteren im Rücken der Zuschauer vorgeführt, bei Todd AO sogar mit fünf Bühnen- und einem Hintergrund-Lautsprecher. Je nach künstlerischer Auffassung und Gewissen werden die unterschiedlichen Wiedergabekanalzahlen entweder aus den gleichen bei der Aufnahme gespeicherten Teilinformationen zusammengemischt, oder die Produktion wird von vornherein auf die für die Wiedergabe vorgesehene Kanalzahl optimiert, falls diese überhaupt bei der Aufnahme bereits bekannt ist.

Seit Ende 1969 werden nun in den USA unter unterschiedlichen Handelsnamen wie „Quadrophonie“, „Quadrosonic“, „Tetraphonie“, „Surround Stereo“ für den Endverbraucher – also den Schallplatten-, Tonband- oder Rundfunkhörer – in seinem Heim bestimmte Vier-Kanal-Techniken propagiert und die benötigte Hard- und Software (Abspielgeräte und Musikprogramme) zunächst allerdings noch in bescheidenem Umfang zur Verfügung gestellt [1].

Was ist der Vorteil der Mehr-Kanal-Techniken?

Nachdem die elektroakustische Übertragung zwischen den beiden Weltkriegen ihren Kinderschuhen entwachsen war und hinsichtlich ihrer technischen Übertragungsgüte alle Wünsche erfüllte, wurden ihre ästhetischen Mängel offenbar. Das Klangereignis wird im Wiedergabelautsprecher punktförmig lokalisiert. Statt einer räumlichen Tiefe des Aufnahme- und Wiedergaberaums wird in einiger Entfernung vom Lautsprecher nur die meist in Widerspruch hierzu stehende

3-D-Technik – also eine Verringerung des präsenten Direktschalls zugunsten nicht ortbaren diffusen Rundumschalls durch Kugellautsprecher oder zusätzliche dem Hörer abgewandte Lautsprecher – ein Vorteil, nicht dagegen für die Wiedergabe punktförmiger Einzelschallquellen oder die präsent und trocken gewünschte Tanzmusik.

Die originalgetreue Übertragung des räumlichen Eindrucks verlangt eine Vielzahl von Übertragungskanälen, wie dies beispielsweise bei der Ambiphonie nach Vermeulen geschah, wo räumlich verteilte Mikrofone im Aufnahmestudio jeweils kongruent angeordnete Lautsprecher im Wiedergaberaum speisten. Die Natürlichkeit steigt dabei mit der Anzahl der Übertragungskanäle. Diese war aber bei der Übertragung über weite Strecken und insbesondere zu einer Vielzahl von Wiedergabeorten oder bei zwischengeschalteten Speicherprozessen zunächst auf zwei Kanäle beschränkt. Damit – also stereophonisch – gelingt wenigstens mit Einschränkungen eine originalgetreue Übertragung der Einfallsrichtungen, zumindest für die Hörer auf der Symmetrieachse der Abhöre- und Wiedergabe- und auf der Hörerseite, wogegen seitlich sitzende Hörer virtuelle Schallquellen, also in beiden Übertragungskanälen enthaltene Anteile des Klangbildes im näheren, weil lauter und früher wahrgenommenen Lautsprecher lokalisieren, während sie auf Grund des Summenlokalisierungseffekts zwischen beiden Lautsprechern und zwar im Falle von Intensitäts- und Laufzeitgleichheit in deren Mitte, lokalisiert werden müßten.

Es mag als Kuriosität interessieren, daß in Japan gelegentlich statt der Links-Rechts- eine Oben-Unten-Stereophonie angewandt wird, und zwar wohl einmal aus religiösen Motiven und zum anderen, weil traditionelle japanische Wohnräume keine festen seitlichen Begrenzungen haben. Die Wirkung einer solchen Technik muß jedoch gering bleiben, da das menschliche Gehör nur für die Lokalisierung in der horizontalen Ebene eingerichtet ist.

Für die Übertragung des Diffusschalls aus der der Klangquelle abgewandten Rückseite des Aufnahme- und Wiedergaberaums [2], also zur Erzielung ambiphoner Wirkungen, wurde die Zwei-Kanal-Technik kaum benutzt. Einmal, weil diese Wirkung wenigstens angenähert bereits in der Mono-Technik simulierbar war, zum anderen, weil sie eine andere Aufstellung der Lautsprecher erfordert hätte, und schließlich, weil eine solche Technik mit der konventionellen Stereo-Technik nicht kompatibel sein würde.

Aus dem Gesagten gehen die Beschränkungen der Zwei-Kanal-Technik hervor, die also keine zwangsläufig originalgetreue Reproduktion des Originalraumklangs im Wiedergaberaum erreichen kann, die für Hörer außerhalb der Mittelachse eine unterschiedliche Lokalisierung zur Folge hat und die den Hörer nicht in ein rundumempfundenes

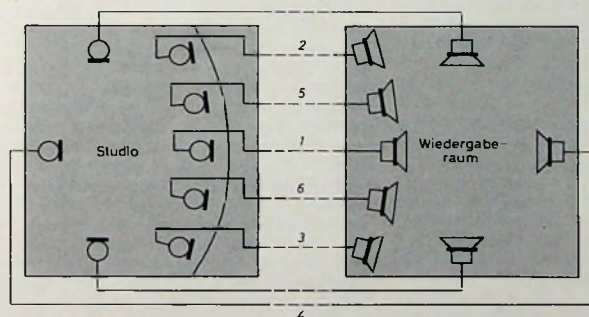


Bild 1. Schematische Darstellung verschiedener Verfahren der Mehrkanal-Übertragung. 1: Mono; 2 + 3: Stereo; 1 + 4: Ambiphonie; 1 + 2 + 3 + 4: CinemaScope; 1 + 2 + 3 + 4 + 5 + 6: Todd AO

Übertragung musikalischer Ereignisse in Stereo-Technik, also mit je einem rechten und linken Übertragungskanal, ist inzwischen allgemein bekannt und wird häufig angewandt. In großen Kinos werden CinemaScope-Filme mit je einem Tonkanal links, Mitte und rechts

Dr.-Ing. Hans Schiesser ist Leiter der Abteilung Elektroakustik des Instituts für Rundfunktechnik, Niederlassung Hamburg.

Nach einem Vortrag vor der Deutschen Kinetischen Gesellschaft für Film und Fernsehen und dem Verband Deutscher Elektrotechniker am 5. November 1970 in Hamburg.

Akustik des Abhörraums wahrgenommen. Kunst und Erfahrung des Tonmeisters ermöglichen allerdings, eine künstliche Tiefenwirkung bei Verwendung mehrerer Mikrofone hervorzurufen, wobei die in der Tiefe zu lokalisierenden Anteile im Pegel herabgesetzt und ihre hohen Frequenzen gedämpft, gegenüber den Quellen im Vordergrund verzögert und mit Nachhall versehen werden. Eine seitliche Auflösung kann man damit natürlich nicht erreichen, so daß es solchen Klangbildern an Durchsichtigkeit mangelt.

Für die Wiedergabe ausgedehnter Klangquellen war die Einführung der

Klanggeschehen einbezieht, sondern ihm wie im Theater lediglich mit einem sich vor ihm abspielenden Klangereignis konfrontiert. Diese Nachteile werden durch Vergrößerung der Anzahl der Übertragungskanäle vermindert. Man weiß das seit Jahren und nutzt es dort aus, wo diese Fehler stören und andererseits zusätzliche Übertragungskanäle verfügbar sind, nämlich bei der Tonübertragung im Kino. Lokalisierungsfehler sind dort störend, weil dann die akustische und die gleichzeitig vorhandene optische Lokalisierung voneinander abweichen. Die Lokalisierungsfehler vermindern sich proportional der Anzahl der verwendeten Tonkanäle. Effektkanäle für Lautsprecher im Rücken des Kinobesuchers beziehen diesen in die Handlung ein, wenn sie ein mit dem Geschehen auf dem Bildschirm korreliertes Geräusch produzieren, insbesondere, wenn dazu der optische Blickwinkel, wie bei der Breitwandprojektion, nicht eingeengt ist.

Neben der Qualitätsverbesserung einer Übertragung ist ausreichender kommerzieller Anreiz für die Einführung einer neuen Technik erforderlich. In den USA ist die Industrie für elektronische Unterhaltungsgeräte nach Überschreiten des Farbfernsehbooms offensichtlich an neuen Vertriebsobjekten interessiert. Kleinere Firmen stellen bereits Bänder und Geräteeinzelteile her, mit denen Amateure ihre Magnetbandgeräte auf Vier-Kanal-Technik umrüsten können. Zu Propagandazwecken werden sowohl an der Ost- wie an

unterschiedlich zur Geltung. In Anordnung a sind die Lokalisierungsfehler minimal; dafür wird der Hörer kaum in das Klanggeschehen einbezogen. Anordnung b stellt einen der CinemaScope-Technik entsprechenden Kompromiß dar. Die Anordnungen c und d nützen den spektakuläreren Rundumeffekt unter Verzicht auf die Verkleinerung der Lokalisierungsfehler voll aus. Anordnung c ist für die in den USA erhältlichen Repertoireaufnahmen vorgesehen. Anordnung d stellt eine Variante dar, die für die später beschriebenen Matrix-Verfahren erforderlich ist, aber eine kleinere optimale Hörfläche als c ergibt.

Die Schwierigkeiten der technischen Realisierung sind für die einzelnen Übertragungs- beziehungsweise Speicherverfahren unterschiedlich. Am geringsten sind sie in der Magnettontechnik. Es wurde bereits erwähnt, daß die professionelle Vier-Spur-Technik seit langem als Produktionshilfsmittel eingeführt ist und ohne weiteres für die Quadrophonie benutzt werden kann. Für den Amateur sind Vier-Spur-Aufzeichnungen auf $\frac{1}{4}$ "-Band in Stereo-Technik üblich, wobei zwei Spuren in einer, anschließend die beiden anderen Spuren in entgegengesetzter Richtung benutzt werden. Verzichtet man auf die dadurch gegebene Verdoppelung der Laufzeit, ersetzt die Stereo-Köpfe durch Vier-Spur-Köpfe und ergänzt das Gerät durch zwei weitere Verstärkerkanäle, hat man bereits einen Speicher für Vier-Kanal-Übertragung. Um

Die Schwierigkeiten bei der Schallplattentechnik sind viel größer, da die heute verwendete $2 \times 45^\circ$ -Schneide-technik die Informationskapazität der beiden Rillenflanken bereits getrennt ausnutzt. Die technisch denkbaren, aber betrieblich kaum anwendbaren Methoden, zwei nebeneinander- oder gegenüberliegende Rillen gleichzeitig zu verwenden, erfordern komplizierte Plattenabspielgeräte und halbieren die Spielzeit. Im Zeitmultiplexverfahren zwei Informationen in schneller Folge abwechselnd in jede Rillenflanke aufzuzeichnen, reduziert den Geräuschabstand. Zur Zeit werden andere Verfahren propagiert, und zwar je zwei Informationen in eine Rillenflanke einzuschreiben. Bei *Victor of Japan* wird die (vordere) Hauptinformation unmittelbar in Tonfrequenzlage bis 15 kHz, die zweite Information einen 30-kHz-Hilfsträger frequenzmoduliert aufgetragen. *Olson* (RCA) hat ein Verfahren angegeben, wonach beide Informationen unmittelbar in NF-Lage in unterschiedliche Zonen derselben Rillenflanke eingeschnitten werden sollen. Weitere Verfahren sehen die Verwendung zusätzlicher $22,5^\circ$ -Schneideebenen vor. Neben dem Nachteil komplizierter Schneide- und Abtasteinrichtungen wird auch bei diesen Verfahren eine Erhöhung des Störgeräusches eintreten.

Dagegen scheint eine weitere, im Sommer 1970 erstmalig von AEG-Telefunken vorgestellte Technik reelle Chancen zu haben, in einer Schallfolie vier getrennte Toninformationen zu speichern. Die Videoplate nach Redlich und Schüller [3] benutzt eine Tiefenschrift mit etwa nur $\frac{1}{10}$ der heutigen Mikrorillenbreite. In Verbindung mit einem druckempfindlichen Abtastsystem ist die Speicherung von Videosignalen mit 3 MHz Bandbreite möglich. Die Informationsdichte erreicht hier 500 kbit/mm² (bei der heutigen Schallplatte 5 kbit/mm²). Die Laufzeit von Videoplaten mit 21 cm ϕ beträgt fünf Minuten, mit 30 cm ϕ zwölf Minuten. Für vier Tonkanäle ist höchstens $\frac{1}{10}$ der Videobandbreite erforderlich. Die daraus resultierende zehnfache Laufzeit der Quadrophonie – verglichen mit der Videoplate – läge wesentlich über der der heutigen konventionellen Schallplatten. Allerdings besteht keine Kompatibilität mit diesen, so daß zusätzliche Plattenabspielgeräte für die Quadrophonie verwendet werden müssen, die ihrerseits nicht in der Lage sind, konventionelle Mono- oder Stereo-Platten wiederzugeben. Die Übertragung vierkanaliger Informationen über Rundfunksender ist noch weit problematischer. Die anfänglich in den USA angewendete Methode, zwei Stereo-Sender gleichzeitig zu benutzen, kann wegen der Wellenknappheit und der Nachteile, die damit verbunden sind, getrennte Empfänger abzustimmen, keine endgültige sein. Ein Vorschlag von Halstead und Feldman [4] sieht die Benutzung eines konventionellen, leicht nachträglich für die Quadrophonie nachrüstbaren Stereo-Senders vor. Diese sind in den USA dafür eingerichtet, neben den beiden Stereo-Informationen auf einem zusätzlichen Hilfsträger von 67 ± 12 kHz, dem sogenannten SCA-Kanal, ein unabhängiges, reklamefreies und verschlüssel-

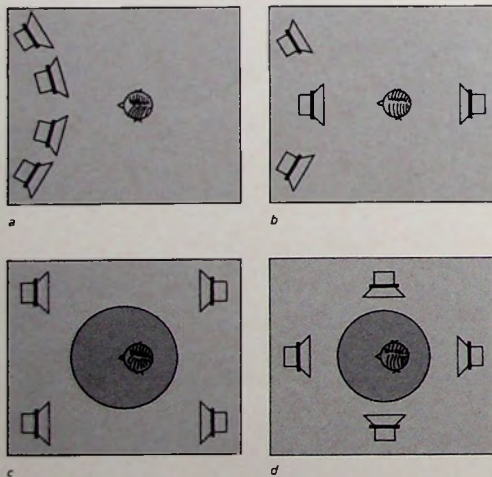


Bild 2. Mögliche Lautsprecheranordnungen bei Vier-Kanal-Übertragung

der Westküste zeitweise FM-Rundfunksender zu Paaren gemietet und strahlen mit den dann zur Verfügung stehenden vier Kanälen quadrophone Programme ab. Die großen Konzerne verfolgen die Situation mit Aufmerksamkeit. RCA hat soeben ein Magnetband-Kassettengerät in Vier-Kanal-Technik, bestimmt für den Einbau in Kraftwagen, herausgebracht. Das zugehörige Programmmaterial ist in $\frac{1}{4}$ "-Endlosbandkassetten in Achtspurtechnik verfügbar. Damit könnte der Anlaß zur Einführung der Quadrophonie auf breiter Basis gegeben sein.

Je nach Anordnung der Lautsprecher im Wiedergaberaum (Bild 2) kommen die Vorteile der Vier-Kanal-Technik

die volle Laufzeit beibehalten zu können, wurden bereits Normungsarbeiten für eine Acht-Spur-Schrift aufgenommen. Auch die Coplanar-Kassettentechnik mit 0,15" Bandbreite wendet eine Vier-Spur-Technik an, die auf die geschilderte Weise entweder unter Beibehaltung der vier Spuren und Verzicht auf Betrieb in beiden Laufrichtungen oder Übergang auf eine Acht-Spur-Schrift problemlos für die Quadrophonie adaptiert werden kann. Die Kompatibilität mit der Stereo-Technik bleibt erhalten, weil durch geeignete Anordnung der Spuren bei Stereo-Betrieb jeweils die beiden rechten und die beiden linken Quadrophonie-Kanäle zusammengefaßt abgetastet werden.

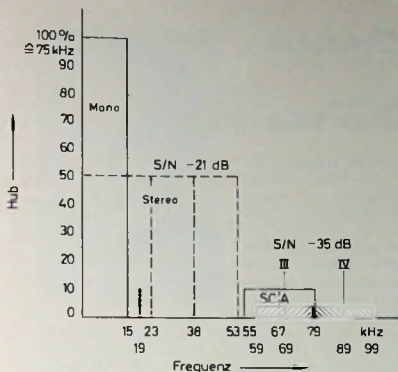


Bild 3. Basisband einer Vier-Kanal-Übertragung über UKW-Sender (nach Halstead und Feldman)

tes, weil gebührenpflichtiges zweites Programm auszustrahlen, das zur Übertragung von Hintergrundmusik für Hotels, Supermärkte und Autobusse dient (Bild 3). Da von dieser Möglichkeit wenig Gebrauch gemacht wird, schlagen die Erfinder vor, statt des SCA-Programms die zwei zusätzlichen Quadrophonie-Signale unter Verwendung von zwei frequenzmodulierten Hilfstägern von 69 und 89 kHz abzustrahlen. Wegen des für jeden Hilfstäger auf 5% begrenzten Hubs ergibt sich ein Verlust von 35 dB an Geräuschspannungsabstand (S/N) für diese beiden Kanäle, zu vergleichen mit einem Verlust von 21 dB bei Einführung der Stereophonie. Dieser Verlust kann allerdings durch verbesserte Antennenanlagen zum Teil wieder ausgeglichen werden.

Die Einführung einer solchen Technik in Europa ist jedoch aus mehreren Gründen aussichtslos: Zunächst müßten natürlich Vier-Kanal-Empfänger geschaffen und bestehende Stereo-Empfänger durch zwei Decoder, Leistungsverstärker und Lautsprecher ergänzt werden. Der Versorgungsbereich für Mono-Empfang wird entsprechend der zusätzlich ausgestrahlten Information verkleinert. Weit schlimmer ist aber, daß die allein in Deutschland verkauften drei Millionen Stereo-Empfänger durch die ausgestrahlten zusätzlichen Informationen gestört werden und durch nachträglichen Einbau einer Sperre, die die USA-Empfänger bereits haben, störfest gegen den SCA-Kanal gemacht werden müßten. Das ist praktisch nicht durchführbar. Weiterhin haben die Quadrophonie-Signale ein breiteres Spektrum als Mono- und Stereo-Signale, so daß die Nachbarkanäle – außerdem besonders in den Modulationspausen durch die Hilfstäger selbst – stark gestört werden, weil der Kanalabstand in Europa nicht 200 kHz, sondern nur 100 kHz beträgt. Das erfordert entweder eine Pegelreduzierung der Zusatzinformation, so daß nicht einmal die bei dem normal zulässigen Hub von je 5% gegebene 3%ige Quadrophonie-Versorgung erreichbar wäre, oder aber eine völlig neue Netzplanung. Schließlich wird die Ausnutzung des SCA-Kanals auch noch für andere Zwecke, zum Beispiel Verkehrsfunk oder für die Übertragung der bei Einführung automatischen Sendeablaufs erforderlichen Steuer- und Kontrollsignale, erwogen.

Eine andere Übertragungsmöglichkeit im Hörfunk bestünde in dem in Zukunft in der Bundesrepublik und einigen anderen Ländern von der militärischen Verwendung freierwerdenden Band von 100 bis 104 MHz. Ob dieses jedoch für die Quadrophonie verfügbar sein wird, ist in Anbetracht des Bedarfs an Fremdarbeitersendungen und Verkehrsfunk sehr fraglich. Außerdem ist dieses Band in anderen europäischen Ländern bereits durch Hörfunk oder andere Dienste besetzt.

Auf weite Sicht ist vielleicht auch mit der Übertragung von Ton- und Fernsehprogrammen über Kabel (CATV) zu rechnen. Die Übertragung quadrophoner Signale würde hier bei rechtzeitiger Einplanung keinerlei Schwierigkeiten bereiten.

Über die Quadrophonie im Fernsehen zu sprechen, scheint sehr verfrüht, nachdem hierfür noch nicht einmal der Stereo-Ton ernstlich diskutiert wurde. Daran ist in erster Linie die Einführung der Farbe als weitaus spektakulärere Verbesserung schuld. Der Nutzen eines Begleittons mit räumlicher Information ist aber nicht zu bezweifeln, wie die Kinopraxis zeigt. Der Kontrast zwischen „kleinem“ Bild und „großem“ Ton muß kein Widerspruch sein; daß der Betrachter durch den Ton auf kommende Ereignisse vorbereitet wird, die erst später in das Gesichtsfeld eintreten, ist ein in unserem Leben alltäglicher Vorgang, der den Realismus einer Fernsehübertragung nur unterstützen würde.

Die technischen Möglichkeiten für die Einführung einer Mehr-Kanal-Technik im Fernsehen sind wegen der großen für die Übertragung des Bildsignals zur Verfügung stehenden Bandbreite wesentlich günstiger als im Hörfunk. Außerdem wird die mehrkanalige Tonübertragung im Fernsehen von mehrsprachigen Ländern angestrebt und wird auch bei der zunehmenden Übertragung von Fernsehprogrammen über Satelliten an Bedeutung gewinnen, wo am Empfänger nach Wahl entweder der Originalton oder ein Kommentar in der Landessprache zur Verfügung stehen soll.

Als technische Lösung bietet sich einmal der (allerdings bei den in Frankreich und in Osteuropa angewendeten Übertragungsnormen fehlende) freie Raum zwischen den 5 MHz breiten Videobändern bei 7 MHz Kanalrastraster an. Hier sind mit Leichtigkeit weitere Tonkanäle unterzubringen, die eine auch für die Vier-Kanal-Übertragung ausreichende Bandbreite haben würden. Sie könnten für den Fernseh-Begleitton ebenso wie für den Hörfunk verwendet werden, das Vorhandensein von Spezialempfängern vorausgesetzt. Eine solche Vier-Kanal-Übertragung auf zwei Hilfstägern zum Videosignal für je ein Stereo-Paar wurde kürzlich in der Bundesrepublik in einem Field-Test mit Erfolg untersucht.

Ferner wird die Übertragungsmöglichkeit je eines breitbandigen Tonkanals in jeder der zwölf freien Zeilen während des Bildrücklaufs propagiert [5]. Dazu muß die Toninformation für ein Bild auf die Dauer einer Bildzeile komprimiert werden. Sie wird dann in einem Schieberegister mit einer etwa um den Faktor 400 auf 5 MHz vergrößerten

Bandbreite gespeichert und in einer der Leerzeilen übertragen. Im Empfänger läuft der Vorgang in umgekehrter Reihenfolge ab, wobei die gewünschte Toninformation durch einen Zeilenwahlschalter ausgefiltert wird. Allerdings ist dieses Verfahren noch nicht fertigungsreif.

Ein den augenblicklichen Stand der Technik beschreibender Überblick wäre ohne Erwähnung von Übertragungsmethoden nicht vollständig, die auf die Übermittlung des Gesamtinhalts aller vier Tonkanäle verzichten. Dies kann zulässig sein, da der vom menschlichen Gehör auswertbare Informationsfluß durch vier vollständige Tonkanäle zweifellos überschritten wird und außerdem Stereo- wie Quadrophonie-Kanäle eine erhebliche Redundanz aufweisen: Ein großer Anteil der Information ist in mehreren der Übertragungskanäle in gleicher Form vorhanden, brauchte aber nur über einen der Kanäle übertragen zu werden. Solche Gedankengänge hat Percival [6] bereits der Entwicklung eines Stereo-Übertragungssystems zugrunde gelegt, das nur einen einzigen Informationskanal und einen Zusatzkanal sehr kleiner Bandbreite für die Richtungsinformation benötigte und damit prinzipiell sogar eine Stereo-Übertragung über Mittelwellensender gestattet hätte. Die noch nicht beherrschte Schwierigkeit war das Auffinden und Ausscheiden der entweder mehrfach vorhandenen oder der vom Gehör nicht auswertbaren Informationsanteile. Offensichtlich von ähnlichen Überlegungen gehen Entwicklungen aus, die Scheiber, Haefliger und andere [7, 8] mit Zusammenfassung je zweier Informationen zu einem Übertragungskanal vorschlagen (Bild 4). Hinter der Wiedergabematrix finden sich in jedem Kanal allerdings

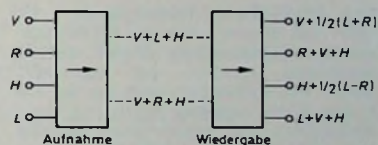


Bild 4. Schematische Darstellung der Vier-Kanal-/Zwei-Kanal-Matrix (nach Scheiber, Häflicher und Dorren)

auch Anteile der beiden Nachbarkanäle, in zwei der vier Fälle auch mit entgegengesetzter Phasenlage. Um stereokompatibel zu sein, müssen die Lautsprecher auf der Mitte der Seiten (wie im Bild 2d angegeben) und nicht in den Ecken des Wiedergaberaums aufgestellt sein, was die Hörfläche verkleinert. Die schwächeren Signalanteile werden durch einen Expander unterdrückt, um das Übersprechen in tragbaren Grenzen zu halten. Dennoch ist das Verfahren offensichtlich nur für musikalische Übertragungen anwendbar, bei denen die Zusatzkanäle keine informationswichtigen, sondern nur die Ästhetik des Empfangsbildes verbesserte Signale führen, die eine gewisse Verfälschung vertragen. Bei Popmusik und Hörspiel werden vier unabhängige Kanäle benötigt, die dieses Verfahren offensichtlich nicht liefern kann. Ein ähnliches System wurde kürzlich von Bolt, Beranek und Newman in den USA der Öffentlichkeit vorgestellt.

Der große Vorteil einer solchen Matrixierung wäre, daß quadrophonische Klangbilder auf üblichen Stereo-Schallplatten und -Magnetbändern gespeichert und über vorhandene Stereo-Sender übertragen werden könnten, wobei es nur je einer Zusatzmatrix auf der Sendeseite zur paarweisen Zusammenfassung und auf der Empfangsseite zur Trennung der Signale bedürfte.

Sollte die Verfälschung der Signale durch die Matrixierung jedoch so groß bleiben, daß die vom Tonmeister beabsichtigte Wirkung in Frage gestellt wäre, bliebe zu überlegen, ob nicht die offensichtlichen Vorteile der Quadrophonie hinsichtlich Vermittlung eines Raumklangs auch unter Beibehaltung der konventionellen Produktion und Übertragung stereophoner Klangbilder durch anschließende Modifikation am Empfangsort mit Mitteln und nach Geschmack des Hörers etwa analog zum „Stereo-Phoner“ von Scherchen [9] erreicht werden könnten. Die beiden dem Empfänger zugeführten Stereo-Signale müssen dann durch zwei aus ihnen nach Verzögerung und Verhallung gewonnene Zusatzsignale ergänzt und letztere zwei rückseitig aufgestellten Lautsprechern zugeführt werden. Dabei können natürlich von den Zusatzlautsprechern keine Infor-

mationen erwartet werden, die nicht aus denen der Hauptkanäle ableitbar wären.

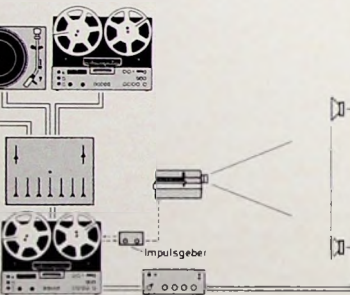
Schrifttum

- [1] Berkovitz, R.: Four-channel stereo - the new surround sound. *Electronics World* Bd. 83 (1970) Nr. 2, S. 38 bis 41, 58-59
- [2] Kelbs, L.: Möglichkeit der stereoamblofonen Schallübertragung auf 2 Kanälen. *Acustica* Bd. 12 (1962) S. 118-124
- [3] Roth, W.: Das neue Video-System Bildplatte. *Funk-Techn.* Bd. 25 (1970) Nr. 14, S. 511-516
- [4] Feldman, L.: Quadrasonics on the air. *Audio* Bd. 54 (1970) Nr. 1, S. 22-24, 78
- [5] Übertragung von Sprache oder anderen Niederfrequenzsignalen in einer einzelnen Zeile der Bildaustastlücke. *Funk-Techn.* Bd. 26 (1970) Nr. 2, S. 52
- [6] Percival, W. S.: A compressed bandwidth stereophonic system for radio transmission. *Proc. Instn. Electr. Engrs.* Paper 3152 E (Convention on Stereophonic Sound Recording, Reproduction and Broadcasting) publ. 1959 (Part B, Suppl. No. 14, S. 234-238)
- [7] Klein, L.: The four-channel disk. *Stereo Review* Jan. 1970, S. 68-69
- [8] Häfner, D.: A new quadrophonic system. *Audio* Bd. 54 (1970) Nr. 7, S. 24 bis 26, 56-57
- [9] Bellac, P., Fantel, H. H., und Springer, A. M.: Der Stereo-Phoner. *Gravesaner Blätter* Bd. 4 (1958) Nr. 11/12, S. 123-130

Hi-Fi-Dia-Vertonung mit dem „TG 1000“

Das Hi-Fi-Stereo-Tonbandgerät „TG 1000“ von Braun¹⁾, das die elektroakustischen Eigenschaften großer Studiomaschinen erreicht und übertrifft, wurde von vornherein auch für die Hi-Fi-Dia-Vertonung konzipiert. Die Zweispurtechnik mit Impulsspuren zwischen den beiden Spuren gewährleistet optimale Wiedergabequalität, weil hier zwei volle Halbspuren für die Hi-Fi-Stereo-Aufnahme und -Wiedergabe zur Verfügung stehen. Bei Vierspürtechnik hingegen wird Spur vier für die Impulse freigehalten, so daß nur zwei Viertelspuren für Stereo-Aufnahme und -Wiedergabe genutzt werden können. Bei anderen Halbspurgeräten wird sogar das halbe Band für die Impulse benötigt, so daß Stereo-Aufnahme und -Wiedergabe für Dia-Vertonungen völlig unmöglich sind.

Die im „TG 1000“ eingebaute Multiplay-Einrichtung und das ebenfalls eingebaute Mischpult lassen sich auch bei der Vertonung voll einsetzen. Unabhängig von den Tonspuren können beim „TG 1000“ mit Hilfe eines Zusatzes Impulse gesetzt und gelöscht werden. Außerdem lassen sich jederzeit Impulse nachsetzen oder einzelne Impulse löschen. Sogar während des Löschsens können Impulse nachgesetzt werden. Während der Setz-



Schema der Stereo-Dia-Vertonung mit verschiedenen Tonquellen

dauer wird das Löschen automatisch unterbrochen.

Im Gerät selbst ist serienmäßig der Platz für den erforderlichen Synchronisationskopf und für die erforderlichen elektronischen Elemente vorhanden. Ebenso serienmäßig sind auch Anschlüsse für Projektor und Synchronisationseinheit.

Der Nachrüstsatz „TDS 1000“ für die Dia-Vertonung mit dem „TG 1000“ besteht aus einer Steuereinheit und aus den elektronischen Bauteilen. Die Steuereinheit ähnelt äußerlich der Fernbedienung und hat vier Tasten sowie einen Drehknopf. Zwei Tasten dienen der Projektorfokussierung; mit je einer Taste werden Impulse gesetzt und gelöscht (Löschanzeige durch Lampensignal).

Die unterschiedlichen erforderlichen Impulslängen bei den einzelnen Projektorfabrikaten brachten bei der Dia-Vertonung bisher oft Schwierigkeiten mit sich. Mit Hilfe des Nachrüstsatzes macht dies jedoch beim „TG 1000“ keine Schwierigkeiten; mit dem Drehknopf der Steuereinheit kann die Impulslänge zwischen 0,2 und 1 s beliebig eingestellt werden.

Persönliches

P. Metz wird 60 Jahre



Am 24. Januar 1971 wird Paul Metz, Inhaber der Metz-Apparatewerke, 60 Jahre. Er kann auf eine außergewöhnlich erfolgreiche Laufbahn zurückblicken: Aus kleinsten Anfängen schuf

er ein Unternehmen, das einen hervorragenden Ruf genießt, in über 100 Ländern auf allen Kontinenten Niederlassungen und Vertretungen unterhält, mehr als 1500 Mitarbeiter beschäftigt und im vergangenen Jahr über 100 Millionen DM umsetzte. Paul Metz, gebürtiger Nürnberger, verdankt seinen Aufstieg einer nur selten zu findenden Mischung aus kaufmännischer Begabung, technischem Talent und organisatorischem Geschick. Hinzu kamen unermüdlicher Einsatz und die Fähigkeit, auch die Mitarbeiter für die gemeinsame Aufgabe zu begeistern.

Nach dem Studium der Elektrotechnik war Paul Metz einige Jahre in leitender Stellung in einer Großfirma, die unter anderem Bauelemente für die Rundfunkindustrie herstellte. Im November 1938 machte er sich selbständig; in Nürnberg gründete er eine kleine Transformatorenfabrikation. Schon bald wandte er sich einem Fertigungsgebiet zu, auf dem er dann zu einem der führenden Unternehmer wurde: der Elektronik. Heute produzieren die Metz-Apparatewerke in Fürth, Zirndorf und Hof Farb- und Schwarz-Weiß-Fernsehergeräte, Tonbandgeräte, Hi-Fi-Stereo-Anlagen, Elektronenbildgeräte und elektronische Bausteine für optische Präzisionsapparate. Die Aufwärtsentwicklung hält an: In diesen Tagen wurde in Zirndorf ein hochmodernes Werk für die Fertigung von Farbfernsehgeräten vollendet.

Persönliche Veränderungen bei Telefonbau und Normalzeit

Die Geschäftsleitungsmitglieder Dipl.-Ing. Otto Cuno und Dr. Alfons Krefzschmar traten als persönlich haftende Gesellschafter in die Konzernobergesellschaft **TN Lehner & Co.** ein.

Heinz Hilsbecher, Leiter der Steuerabteilung und der kaufmännischen Verwaltung des Vertriebs Inland, wurde stellvertretendes Geschäftsleitungsmitglied dieser Gesellschaft.

Dr. Sigismund von Eisenhart-Rothe, Generalbevollmächtigter der **TN Lehner & Co.**, wurde zusätzlich zum stellvertretenden Geschäftsführer der **TN GmbH**, der größten Produktionsgesellschaft der **TN-Gruppe**, bestellt. Er übernahm das neu geschaffene Ressort der zentralen Personalleitung der Unternehmensgruppe.

Dipl.-Ing. Hans Otto Kullmann, dem die Werke Limburg und Landstuhl sowie der Fertigungsbereich elektronische Technik unterstehen, wurde stellvertretender Geschäftsführer der **TN GmbH**.

Dr.-Ing. Karl Ludwig Plank wurde zum stellvertretenden Geschäftsführer der **TN GmbH** ernannt. Er ist insbesondere für zentrale Entwicklungsaufgaben und für die Forschungsbelange von **Telefonbau und Normalzeit** im Rahmen der Zusammenarbeit mit **AEG-Telefunken** zuständig.

Dr. D. Fischer — Leiter des Lichttechnischen Büros der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven

Dr. D. Fischer, zuletzt Leiter des Lichttechnischen Laboratoriums von Philips in Aachen, wurde mit der Leitung des Lichttechnischen Büros der **N.V. Philips' Gloeilampenfabrieken Eindhoven** beauftragt. Er tritt damit die Nachfolge von F. Drijver an, der nach Erreichen der Altersgrenze ausgeschieden ist.

Die Nachfolge von Dr. D. Fischer als Leiter des **Philips-Lichttechnischen Laboratoriums** in Aachen übernahm ab 1. Januar 1971 Dr. W. Keeschull, der dort bereits als wissenschaftlicher Mitarbeiter tätig ist.

¹⁾ Cyrener, G.: Hi-Fi-Stereo-Tonbandgerät „TG 1000“. *Funk-Techn.* Bd. 25 (1970) Nr. 16, S. 589-592

Übersicht über Tuner in Fernsehempfängern

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 26 (1971) Nr. 1, S. 18

Bild 11 zeigt eine weitere Variante eines Allbereichstuners. Dieser Philips-Tuner hat sowohl im VHF- als auch im UHF-Teil einen abgestimmten Vorkreis. Im übrigen gleichen sich die Schaltungen in den Bildern 10 und 11 insofern, als VHF- und UHF-Teil zwar schaltungs-mäßig getrennt, beide jedoch in einem gemeinsamen Gehäuse untergebracht sind. Außerdem wird auch bei der Konzeption nach Bild 11 der Mischtransistor T 31 des VHF-Teils als ZF-Verstärkerstufe bei UHF-Empfang verwendet.

2.5. Bedienteil

Die beschriebenen Schaltungsbeispiele wurden nach typischen Merkmalen ausgewählt. Daher findet man die hier gezeigten Grundkonzeptionen bei vielen deutschen Fernsehgeräten, und insofern war die Wahl der hier genannten Fabrikate zufällig. Der Gesamtüberblick zeigt, daß die Transistorbestückung der

Tuner heute selbstverständlich ist. Ebenso selbstverständlich sind in der Spitzenklasse elektronische Bereichsumschaltung und die elektronische Abstimmung. Daß ein so großer Aufwand in den niedrigen Preisklassen nicht möglich ist, bedarf keiner Erwähnung, denn mit dem bisher gezeigten Schaltungsaufwand sind die Tuner noch nicht bedienbar, wenn man von den ganz einfachen nichtelektronisch abstimmbaren und nichtprogrammierbaren Ausführungen absieht. Zu den modernen vollelektronischen Tunern gehören räumlich getrennte Bedienteile, die teilweise recht aufwendig sind.

Enthält ein Bedienteil sechs Stationswahltasten, von denen jede beliebig programmierbar sein soll, so gehören dazu zwangsläufig sechs Potentiometer zur Kanalprogrammierung, also zur Einstellung der Vorspannung für die Abstimmioden, die bei dem Philips-Tuner nach Bild 11 zwischen 1 und 28 V

liegt. Ferner sind sechs Bereichsschalter notwendig, die die Stellungen „Bereich I“, „Bereich III“ und „Bereich IV/V“ aufweisen. Mit diesen Bereichsschaltern werden die Spannungen für die Schalterdioden geschaltet.

Von den vielen in Fernsehempfängern verwendeten Bedienteilkonstruktionen sollen zwei als Beispiele herausgegriffen werden. Bei der kompaktesten Ausführung besteht jede Programmwahltaste aus der Kombination eines Drucktastenschalters (mit dem ein vorgewählter Kanal eingeschaltet werden kann) mit einem am Fußpunkt der Drucktaste befindlichen Drehschalter für die drei Bereiche und einem Abstimmungspotentiometer, das durch Drehbewegung der Drucktaste programmiert wird. Mit jeder Drucktaste wird unter Umständen noch zusätzlich eine Programmziffernanzeige geschaltet. Die räumlich aufwendigste Ausführung ist die Anordnung von sechs separaten

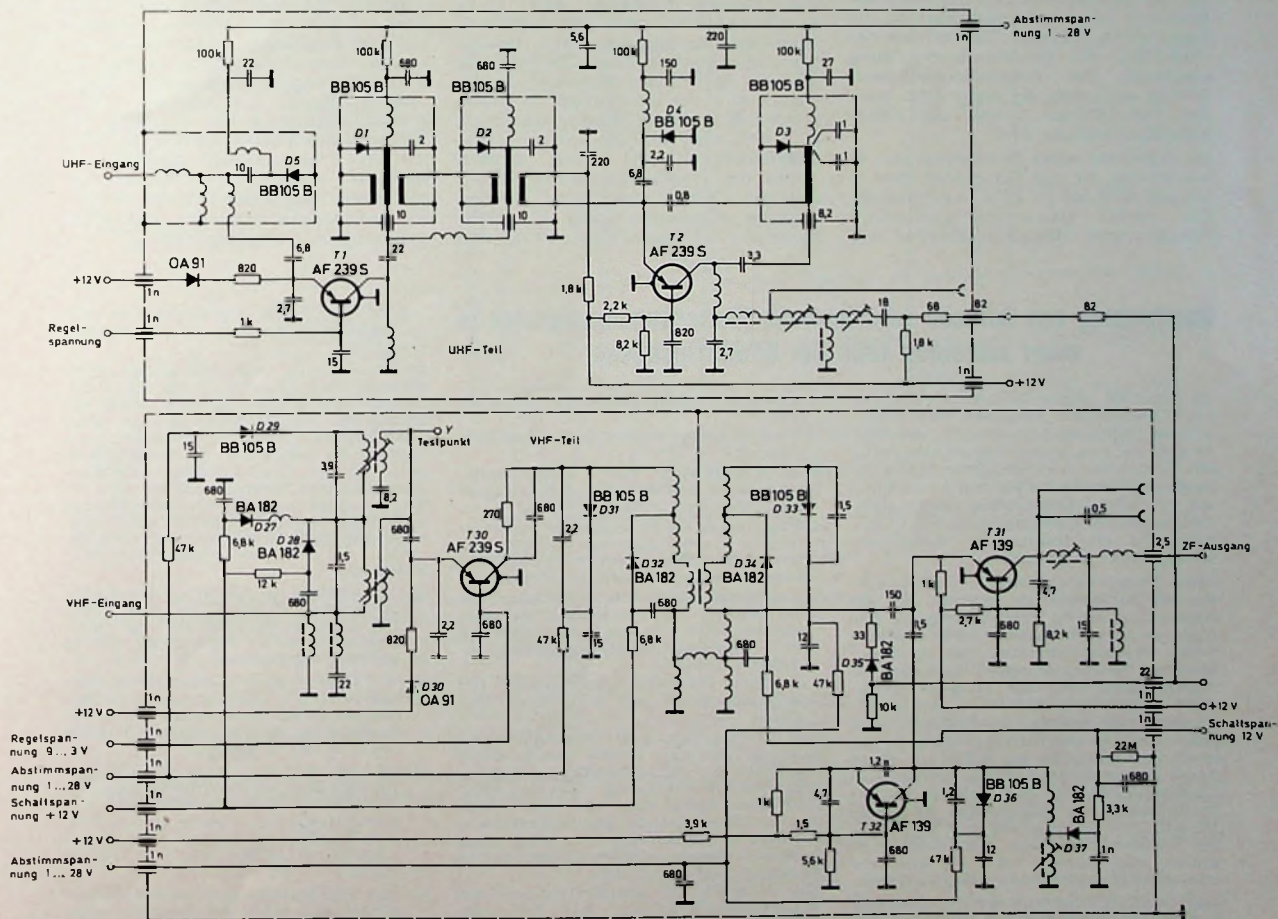


Bild 11. Elektronisch abstim- und umschaltbarer Kombinationstuner mit abgestimmtem UHF- und VHF-Vorkreis (Philips)

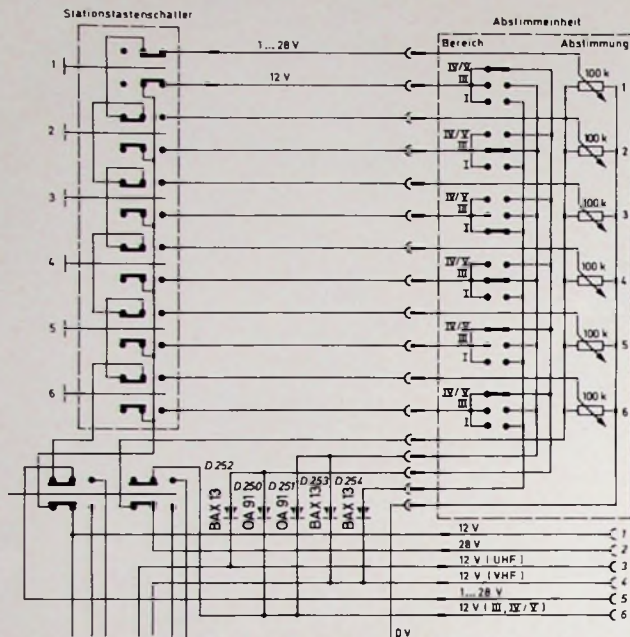


Bild 12.
Schaltung des
Bedienteils
für den Tuner
nach Bild 11

Potentiometern, sechs getrennten Bereichsumschaltern und sechs davon völlig unabhängigen Stationsdrucktasten. Bei der zuletzt genannten Ausführungsform und deren Abwandlungen sind die Designer in keinerlei Hinsicht bei der Gestaltung der Drucktastenordnung eingeengt. Die Programmwahltasten können außerdem so konstruiert werden, daß optimale Leicht- und Leisegängigkeit erreicht wird.

Die Schaltung eines Bedienteils, wie es von Philips für den Tuner nach Bild 11 benutzt wird, ist im Bild 12 dargestellt. Die jeweils zueinander gehörenden Potentiometer, Bereichsumschalter und

Stationsdrucktasten sind im Bild 12 in einer Ebene gezeichnet. Über den Stationsstastenschalter wird dem zugehörigen Bereichsumschalter eine 12-V-Spannung (Schaltspannung) zugeführt. Über den Bereichsumschalter gelangt diese Spannung zu einer Diodenmatrix und von dort zu den Schalterdioden im Tuner. Die am betreffenden Potentiometer abgegriffene Abstimmungsspannung (1... 28 V) wird über den zweiten Drucktastenkontakt zum Tuner geführt. Wenn der Bereichsumschalter in der Stellung „IV/V“ steht, liegt bei gedrückter Stationswahltaste die 12-V-Spannung an den Dioden D 252 und

D 250. Da diese Dioden dann in Durchlaßrichtung arbeiten, werden die Anschlußpunkte 3 und 6 mit Spannung versorgt. Damit ist der UHF-Bereich eingeschaltet. In der Stellung „III“ des Bereichsumschalters gelangt die 12-V-Spannung über D 251 und D 253 zu den Punkten 6 und 4, so daß dann der VHF-Bereich III betriebsbereit ist. In der Schalterstellung „I“ wird die Schaltspannung schließlich über D 254 nur an den Punkt 4 geführt und bewirkt die Einschaltung des VHF-Bereiches I. Die 28-V-Abstimmungsspannung des Empfängers ist mit einer integrierten Schaltung stabilisiert.

Mit der Möglichkeit, Bereiche und Kanäle unter Verwendung niedriger Spannungen einzustellen beziehungsweise umzuschalten, war auch die fernbedienbare Programmwahl elegant gelöst. So gibt es seit Einführung der mit Diodenabstimmung und Diodenumschaltung arbeitenden Tuner auch drahtgebundene Fernbedienungen, bei denen im Fernbedienungskästchen Drucktasten, Einstellpotentiometer und Bereichsumschalter untergebracht sind, so daß man mehrere Programme fernprogrammieren und fernwählen kann. Bei den *Blaupunkt*-Fernsehergeräten „Valencia“ und „Valencia Color“ ist das gesamte Bedienfeld aus dem Gehäuse herausgenommen und in einem separaten Kästchen untergebracht, das über ein 10 m langes Verbindungskabel mit dem Empfänger verbunden ist. Bei einigen *Grundig*-Modellen erfolgt die Fernbedienung drahtlos mittels Ultraschalls. Wegen der einfachen Programmumschaltung bot sich hier der Einsatz eines kleinen Schrittmotors an, der die Programmwahl bewirkt. Der moderne elektronische Spitzentuner bietet also zusätzliche Vorteile, die sich im Bedienungskomfort der Geräte und außerdem im Design auswirken.

Übertragung von Sprache oder anderen Niederfrequenzsignalen in einer einzelnen Zeile der Bildauslastlücke

Im April 1970 machte G.-G. Gassmann, SEL, erstmals sein Verfahren COM (Compressed Multisound) bekannt [1], über das er auch auf der letzten Tagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft berichtete [2]. Dort erfuhr man auch von den unabhängigen von den SEL-Arbeiten schon seit längerer Zeit in gleicher Richtung laufenden Untersuchungen des Instituts für Rundfunktechnik (IRT) in München.

Diese Verfahren brachten einen entscheidenden Durchbruch im Hinblick auf die Ausnutzung der für eine Übertragung von Signalen noch verfügbaren zwölf Dunkelzeilen des Fernsehbildes. Das zu übertragende Tonfrequenzsignal wird dazu in Informationspakete von je 20 ms Dauer (Zeit eines Fernsehbildes einschließlich Austastlücke) zerhackt, gespeichert und dann um etwa den Faktor 400 zeitlich auf etwa 50 µs (Zeit für das Schreiben einer Zeile) komprimiert. Dadurch werden die Tonfrequenzen um den gleichen Faktor multipliziert und liegen dann im MHz-Bereich. Ihre Übertragung im 5 MHz breiten Videokanal bereitet keine Schwierigkeiten. Man erreicht dabei für den Ton eine obere Grenzfrequenz von etwa 13 kHz. Das Tonfrequenzsignal erfährt demnach bei diesen Verfahren die folgende Behandlung:

1. Quantisierung in Teilstücke von 20 ms Dauer;
2. Eingabe dieser Pakete in ein Speichersystem;
3. Zeitkompression durch rund 400mal schnelleres Auslesen aus dem Speicher gegenüber dem Eingabevorgang;
4. Übertragung beziehungsweise Ausstrahlung in je einer Leerzeile und Empfang mit anschließender Speicherung des zeitkomprimierten Signals im Empfänger;
5. langsame Auslesen im Empfänger mit der 400fachen Zeit gegenüber der Eingabezeit (damit ist das Signal wieder in den normalen Tonfrequenzbereich zurücktransportiert);
6. möglichst nahtloses Zusammenfügen der Tonsignalepakete zum endgültigen Tonsignal.

Für die Übertragung der 20-ms-Teilstücke des Tonsignals steht jeweils eine der zwölf Leerzeilen der Bildauslastlücke des Fernsehbildes zur Verfügung. Jede der zwölf Leerzeilen kann man nun mit einem anderen Tonprogramm beaufschlagen, wobei sich empfangsseitig mit Hilfe eines Zeilenwahlschalters das jeweils gewünschte Tonsignal einschalten läßt.

Die Probleme der Speicherung und des Wiederaneinanderfügens der Teilstücke auf der Empfangsseite sind um eine Größenordnung schwieriger als der Ablauf

auf der Sendeseite. Ihre Lösung ist aber durchaus möglich, auch vom Wirtschaftlichen her.

Den heute noch etwas ungünstigen Störabstand, hervorgerufen durch die Nahtstellen beim Wiederaneinanderfügen der Pakete des Tonsignals, könnte man durch Zwischenschalten eines Dynamikkompensators auf der Sendeseite und eines Expanders auf der Empfangsseite verbessern. Das zeigte eine Demonstration im IRT [4], bei der unter anderem die Aufzeichnung einer Tagesschau mit Ton in Deutsch, Englisch und Französisch vorgeführt wurde.

Schrifttum

- [1] Gassmann, G.-G.: Compressed Multisound (COM) - Ein neues Tonübertragungsverfahren für das Satelliten-Fernsehen. Funk-Tech. Bd. 25 (1970) Nr. 10, S. 371-373
- [2] Gassmann, G.-G.: Ein neues Vieltonverfahren für Fernsehen (COM). Vortrag auf der 18. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft (FTG) am 5. 10. 1970 in Mainz
- [3] Wolf, P.: Die Übertragung von Sprache oder anderen Niederfrequenzsignalen in einer einzelnen Zeile der Bildauslastlücke. Vortrag auf der 18. Jahrestagung der Fernseh-Technischen Gesellschaft (FTG) am 5. 10. 1970 in Mainz
- [4] Zur Tonübertragung im Fernsehsignal - Kolloquium beim IRT München. fernseh-inform. Bd. 21 (1970) Nr. 33, S. 795 bis 796

Grafische Bestimmung von Arbeitspunkt und Grenzwerten bei Spannungs- und Stromkonstantquellen mit Transistoren

1. Bedingungen für spannungs- und stromkonstante Quellen

Ersatzschaltungen haben in der gesamten Nachrichtentechnik große Bedeutung. Zum Beispiel kann man an dem entsprechenden Ersatzbild erkennen, ob eine Quelle eine spannungskonstante oder stromkonstante Einspeisung ermöglicht. Im Bild 1 sind eine Ersatzspannungsquelle (a) und eine Ersatzstromquelle (b) dargestellt.

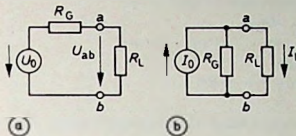


Bild 1.
a) Ersatzspannungsquelle,
b) Ersatzstromquelle

nungsquelle (a) und eine Ersatzstromquelle (b) dargestellt. Eine Quelle bewirkt eine spannungskonstante Einspeisung, wenn die Klemmenspannung U_{ab} unabhängig von der Größe des Lastwiderstands R_L konstant ist. Für die Ersatzspannungsquelle im Bild 1a gilt

$$U_{ab} = U_0 \frac{R_L}{R_L + R_G} = U_0 \frac{1}{1 + \frac{R_G}{R_L}} \quad (1)$$

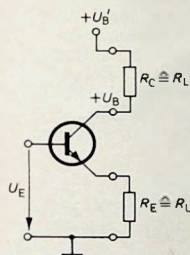


Bild 2. Lastwiderstand R_L im Kollektor- oder Emitterkreis

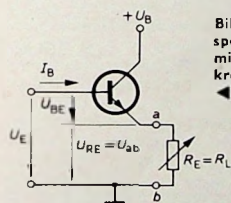
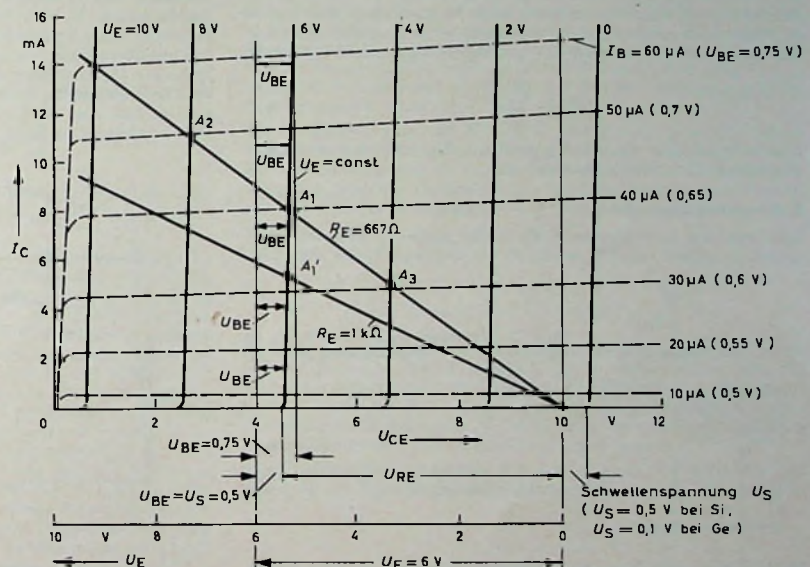


Bild 3. Konstantspannungsquelle mit R_L im Emitterkreis ($R_L = R_E$)

Bild 4. Kennlinienfeld $I_C(U_{CE})$ der Konstantspannungsquelle mit U_E als Parameter und zwei verschiedenen Lastwiderständen



Für $R_G/R_L \ll 1$ ist die Klemmenspannung $U_{ab} \approx U_0$, das heißt, der Generatorwiderstand R_G muß sehr klein gegenüber dem Lastwiderstand R_L sein. Da die Ursprung U_0 als konstante Größe definiert ist, ist auch die Klemmenspannung U_{ab} unter diesen Voraussetzungen konstant. Bei einem Generator mit kleinem Innenwiderstand spricht man in diesem Fall von spannungskonstanter Einspeisung. Die Spannungsersatzquelle ist besonders deswegen geeignet, weil man nur den Innenwiderstand R_G kurzzuschließen braucht und dann $U_{ab} = U_0 = \text{const}$ ist.

Aus der Ersatzstromquelle im Bild 1b lassen sich die Bedingungen für eine stromkonstante Einspeisung ableiten. Hier gilt

$$I_L = I_0 \frac{R_G}{R_G + R_L} = I_0 \frac{1}{1 + \frac{R_L}{R_G}} \quad (2)$$

Dipl.-Ing. Gerhard Feldmann ist Dozent an der Hochschule für Technik der Freien Hansestadt Bremen.

Der Laststrom I_L ist gleich dem Urstrom I_0 , wenn $R_L/R_G \ll 1$ ist. Es muß also dafür gesorgt werden, daß $R_G \gg R_L$ bleibt. Da der Urstrom I_0 hier die konstante Größe ist, ist in diesem Fall auch der Laststrom I_L konstant. Voraussetzung für stromkonstante Einspeisung ist daher ein Generator mit großem Innenwiderstand. Aus der Ersatzstromquelle ergibt sich eine Konstantstromquelle, wenn man den Innenwiderstand R_G fehlen läßt.

Die erwähnten Forderungen nach einem kleinen oder großen Generatorwiderstand kann man durch entsprechende Anordnung des Lastwiderstandes R_L im Ausgangskreis eines Transistors erfüllen. Im Bild 2 sind zwei Widerstände R_E und R_C im Emitter- beziehungsweise Kollektorkreis eines Transistors dargestellt. Wird R_E als Lastwiderstand angesehen, so stellt die Schaltung eine Konstantspannungsquelle dar. Wählt man dagegen R_C als Lastwiderstand, so ergibt sich eine Konstantstromquelle. Im folgenden sollen diese beiden Schaltungen näher untersucht werden.

2. Konstantspannungsquelle

Zunächst soll die Schaltung nach Bild 2 für den Fall der Konstantspannungsquelle betrachtet werden. Hier gilt

$$U_B = \text{const} \quad \text{und} \quad R_E = R_L \text{ (variabel).}$$

Aus Bild 3 kann man ableiten

$$U_E = U_{BE} + U_{RE}$$

oder

$$U_{RE} = U_E - U_{BE} \quad (3)$$

Bei einem bestimmten Wert von U_E läßt sich dann der erforderliche Wert für U_{RE} aus dem Kennlinienfeld des Transistors entnehmen. Liegen die Kennlinien $I_C(U_{CE})$ mit U_{BE} als Parameter vor, so kann man die Kennlinien $I_C(U_{CE})$ mit der Eingangsspannung U_E als Parameter direkt in das Kennlinienfeld einzeichnen. Steht dagegen nur ein Kennlinienfeld mit dem Basisstrom I_B als Parameter zur Verfügung, so muß U_{BE} für den jeweiligen Wert von I_B aus dem Eingangskennlinienfeld $I_B(U_{BE})$ des Transistors entnommen werden.

Zur Konstruktion des Kennlinienfeldes $I_C(U_{CE})$ mit U_E als Parameter trägt man von $U_{CE} = U_B$ nach links die gewünschten Werte für U_E ein (Bild 4). Dann zieht man von dem gewählten Wert U_E die jeweiligen Spannungswerte U_{BE} nach Gl. (3) ab. Errichtet man

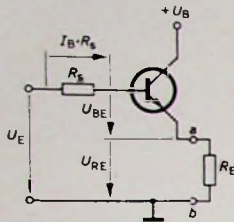


Bild 5. Schaltung mit Vorwiderstand R_s im Basiskreis

Bild 6. Verringerung der Kennliniensteilheit bei $R_s \neq 0$

nun in den für U_{RE} gewonnenen Punkten die Senkrechten, so stellen deren Schnittpunkte mit den zugehörigen Kennlinien für U_{BE} die Punkte für $U_E = \text{const}$ dar. Die Verbindung dieser Punkte liefert eine neue Kennlinienschar im I_C - U_{CE} -Diagramm mit U_E als Parameter. Die sich ergebenden steilen Kennlinien haben einen sehr kleinen differentiellen Widerstand $r_0(U_E) = \Delta U_{CE} / \Delta I_C$. Nimmt man die Ausgangsspannung $U_{ab} = U_{RE}$ am Emitter des Transistors ab, so liegt eine Quelle mit diesem kleinen Innenwiderstand r_0 vor. Liegt vor der Basis des Transistors jedoch noch ein Serienwiderstand R_s , so gilt nach Bild 5

$$\begin{aligned} U_E &= I_B \cdot R_s + U_{BE} + U_{RE}, \\ U_{RE} &= U_E - (I_B \cdot R_s + U_{BE}), \\ U_{RE} &= U_E - I_B (R_s + R_{in}). \end{aligned} \quad (4)$$

Darin ist $R_{in} = U_{BE} / I_B$ der Gleichstromeingangswiderstand des Transistors. Die Punkte für $U_E = \text{const}$ ergeben dann einen kleineren Wert von U_{RE} , das heißt, die Kennlinien sind weniger steil, und man erhält einen größeren Wert für den differentiellen Widerstand r_0 (Bild 6). r_0 hängt also vom Vorwiderstand R_s , das heißt vom Generatorwiderstand auf der Eingangsseite, ab.

Die gleiche Abhängigkeit für r_0 ergibt sich auch bei der rechnerischen Ermittlung des Innenwiderstandes beim Emitterfolger. Bild 3 stellt nämlich nichts anderes als die Schaltung eines Emitterfolgers dar. Hier lautet die Gleichung für den ausgangsseitigen Innenwiderstand

$$r_0 \approx \frac{h_i + R_G}{h_t}$$

r_0 wächst mit dem Generatorwiderstand R_G , der mit dem Serienwiderstand R_s im Bild 5 identisch ist.

3. Konstantstromquelle

Legt man den Lastwiderstand R_L in den Kollektorkreis des Transistors, so ändert sich U_B , wenn R_L verschiedene Werte annimmt.

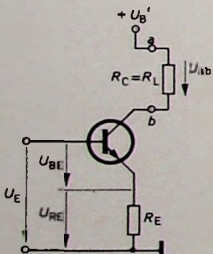


Bild 7. Konstantstromquelle mit R_L im Kollektorkreis ($R_L = R_C$)

Bild 8. Entstehung einer Kennlinie $I_C(U_{CE})$ mit U_E als Parameter

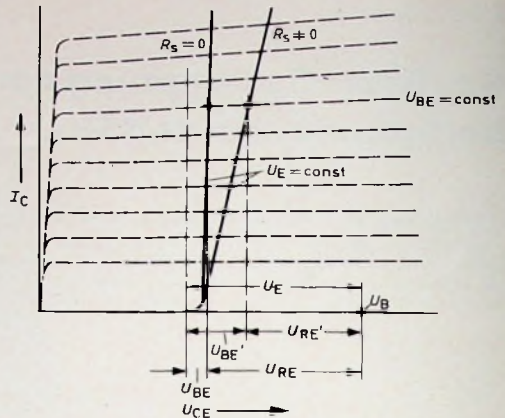
Nach Bild 7 muß dann die Versorgungsspannung auf U_B' erhöht werden. Gegenüber der Schaltung im Bild 3 ist jetzt die Spannung U_B variabel und der Widerstand R_E konstant. Auch hier gilt

$$\begin{aligned} U_E &= U_{BE} + U_{RE}, \\ U_{RE} &= U_E - U_{BE} = (I_C + I_B) R_E. \end{aligned}$$

Da man im allgemeinen immer $I_B \ll I_C$ ansetzen kann, ist

$$I_C = \frac{U_E - U_{BE}}{R_E} - I_B \approx \frac{U_E - U_{BE}}{R_E} \quad (5)$$

Für jede Kennlinie $I_C(U_{CE})$ wird nach Bild 8 die zugehörige Kennlinie $I_C(U_{CE})$ mit U_E als Parameter konstruiert. Bei einem Kennlinienfeld mit I_B als Parameter entnimmt man U_{BE} wieder aus der Eingangskennlinie $I_B(U_{BE})$. Zur Konstruktion des Kennlinienfeldes werden die Ströme I_C für die einzelnen Kennlinien bei Annahme eines konstanten Wertes für U_E berechnet. Zum Beispiel ergeben sich für die Kennlinie mit $U_E = 5$ V und bei Annahme eines Emitterwiderstandes von $R_E = 1$ kOhm aus Gl. (5) für die Punkte 1 bis 4 folgende Ströme: $I_{C1} = 4,3$ mA, $I_{C2} = 4,35$ mA, $I_{C3} = 4,4$ mA



und $I_{C4} = 4,45$ mA: Im Schnittpunkt der Waagerechten des ermittelten Stroms mit der jeweiligen Kennlinie für U_{BE} wird Gl. (5) erfüllt. Die Verbindung der einzelnen Schnittpunkte ergibt die neue Kennlinie $I_C(U_{CE})$ mit U_E als Parameter. Sie verläuft nahezu parallel zur U_{CE} -Achse und gilt nur für die angenommenen Werte von U_E und von R_E . Die gleiche Konstruktion wird auch für andere Werte von U_E durchgeführt, so daß sich eine Schar neuer Kennlinien mit U_E als Parameter ergibt.

Bild 9 zeigt ein nach diesem Verfahren konstruiertes Kennlinienfeld. Betrachtet man beispielsweise die Kennlinie für $U_E = 4$ V, so darf sich U_B zwischen den Werten 5 V und 15 V ändern, ohne daß eine Änderung von I_C erfolgt; der Strom bleibt konstant. Die Widerstandsgeraden R_E sind für $R_L = 0$ eingezeichnet. Auch die Aussteuerung eines Emitterfolgers kann man mit diesem Kennlinienfeld gut überblicken. Wenn sich bei der Aussteuerung die Eingangsspannung U_E zum Beispiel zwischen 3 V und 5 V ändert, so erhält man bei einem festen Wert von $U_B = 10$ V das eingezeichnete Dreieck, an dem sich die Änderung der Ausgangsgrößen ablesen läßt. Die Verstärkung des Emitterfolgers, die immer < 1 ist, ergibt sich zu

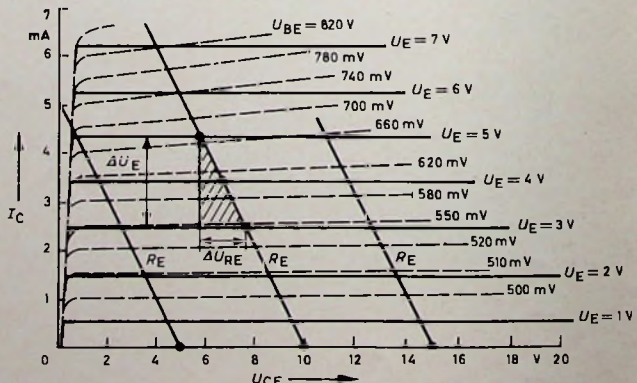
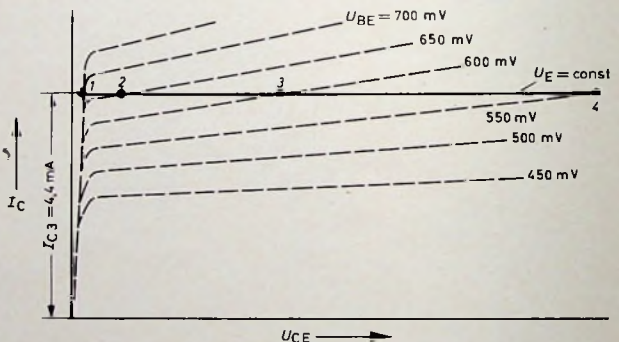


Bild 9. Kennlinienfeld $I_C(U_{CE})$ der Konstantstromquelle mit U_E als Parameter ($R_E = 1$ kOhm)

$$v' = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_E} = \frac{1,92}{2} = 0,96. \quad (6)$$

Bei Änderung von U_B wird die Widerstandsgerade R_E parallel verschoben, so daß zu erkennen ist, in welchen Grenzen sich U_B bei einem festen Wert von U_E (Konstantstromschaltung) oder in welchen Grenzen sich U_E bei einem festen Wert von U_B (Emitterfolger) bewegen darf.

Für die Konstruktion der Kennlinien braucht man jeweils nur einen Punkt für U_E zu bestimmen (Bild 10). Die Parallele zur U_{CE} -Achse

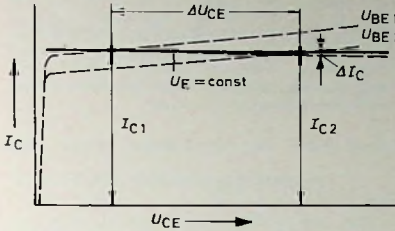


Bild 10. Neigung der Kennlinie $I_C(U_{CE})$ mit U_E als Parameter

durch den ermittelten Punkt ist dann die gewünschte Kennlinie, wie sich aus folgender Rechnung ergibt:

$$\Delta I_C = I_{C2} - I_{C1} = \frac{U_E - U_{BE2}}{R_E} - \frac{U_E - U_{BE1}}{R_E} \quad (7)$$

$$\Delta I_C = \frac{U_{BE1} - U_{BE2}}{R_E} = \frac{\Delta U_{BE}}{R_E}$$

Für $\Delta U_{BE} = 675 - 670 = 5 \text{ mV}$ ergibt sich bei $R_E = 1 \text{ k}\Omega$

$$\Delta I_C = \frac{\Delta U_{BE}}{R_E} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{10^3} = 5 \mu\text{A}.$$

Wird beispielsweise I_{C1} zu 10 mA gewählt, so entspricht das einer Abweichung von

$$\frac{\Delta I_C}{I_{C1}} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{10 \cdot 10^{-3}} = 0,5\text{‰}.$$

und das ist in einem normalen Kennlinienfeld zeichnerisch nicht mehr darstellbar. Daher kann die Kennlinie für U_E ohne weiteres durch eine Gerade ersetzt werden.

Bei niedrigen Kollektorströmen verlaufen die Kennlinien mit U_{BE} als Parameter sehr flach. Es können sich dann nach Bild 10 für ΔU_{CE} Werte von 20 bis 50 V ergeben. Man kann auch hier den differentiellen Innenwiderstand $r_0(U_E) = \Delta U_{CE} / \Delta I_C$ angeben, für den man in diesem Beispiel $4 \dots 10 \text{ M}\Omega$ erhält. ΔI_C kann jedoch noch wesentlich niedriger werden, da ΔU_{BE} hier verhältnismäßig hoch gewählt wurde. Dann wird aber $r_0(U_E)$ noch größer. Die Schaltung stellt also eine stromkonstante Quelle mit großem Innenwiderstand dar. Die Kennlinien mit U_{BE} als Parameter werden bei höheren Strömen I_C steiler. Dabei verringert sich zwar ΔU_{CE} , weil aber in diesem Bereich auch die Eingangskennlinie $I_B(U_{BE})$ steiler verläuft, wird auch ΔU_{BE} kleiner. Das bedeutet aber nach Gl. (7), daß auch ΔI_C kleiner und entsprechend $r_0(U_E)$ größer wird. Nach Gl. (7) nimmt ΔI_C mit R_E ab. Ein großer Emitterwiderstand bedeutet also eine gute Stromkonstanthaltung. Allerdings kann dann nur mit kleineren Lastströmen gearbeitet werden, wenn man nicht die Spannung U_B genügend hoch wählen kann.

4. Wirkungsweise der Spannungskonstanthaltung

Zur Spannungskonstanthaltung wird die Schaltung nach Bild 2 ohne Kollektorwiderstand R_C betrieben. Der Fortfall von R_C bringt

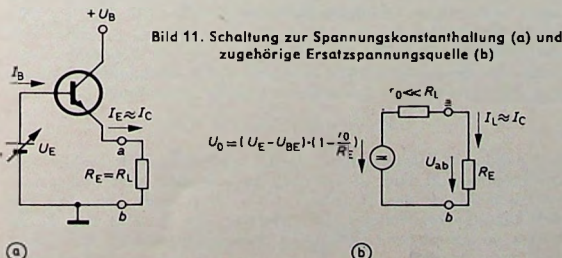


Bild 11. Schaltung zur Spannungskonstanthaltung (a) und zugehörige Ersatzspannungsquelle (b)

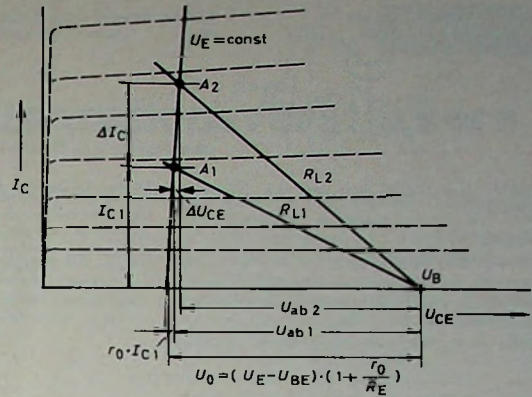


Bild 12. Zur Wirkungsweise der Spannungskonstanthaltung

zusätzlich den Vorteil, daß $U_B' = U_B$ ist und nicht so große Werte haben muß. Die entsprechend modifizierte Schaltung ist im Bild 11a und die zugehörige Ersatzschaltung im Bild 11b dargestellt. Dabei handelt es sich um einen niederohmigen Generator mit der Urspannung U_0 und dem sehr kleinen Innenwiderstand r_0 . Die Urspannung ergibt sich für eine konstante Klemmenspannung aus Gl. (1) zu

$$U_0 = U_{ab} \left(1 + \frac{r_0}{R_E} \right) = (U_E - U_{BE}) \cdot \left(1 + \frac{r_0}{R_E} \right). \quad (8)$$

Die Bedingungen für eine spannungskonstante Quelle werden um so besser erfüllt, je höher der Laststrom I_L wird. Die Kennlinien $I_C(U_{CE})$ mit U_E als Parameter werden dann nämlich steiler, weil sich die Spannung U_{BE} exponentiell der Sättigungsspannung $U_{BE,sat}$ nähert. Das heißt aber, daß $r_0/R_E \ll 1$ und die Urspannung gleich dem konstanten Wert $U_E - U_{BE,sat}$ wird.

Die Vorgänge werden im Bild 12 an Hand einer Kennlinie veranschaulicht. Der Lastwiderstand R_{L1} wurde so eingezeichnet, daß sich der Arbeitspunkt A_1 ergibt. Dazu gehören die Ausgangsspannung U_{ab1} und der Laststrom I_{C1} . Wird R_{L1} auf R_{L2} verkleinert, so ergibt sich der Arbeitspunkt A_2 mit der Ausgangsspannung U_{ab2} . Es gilt

$$U_{ab1} = U_0 - r_0 \cdot I_{C1},$$

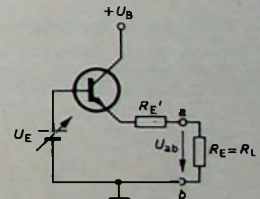
$$U_{ab2} = U_0 - r_0 \cdot I_{C1} - \Delta I_C \cdot r_0,$$

$$\Delta U_{ab} = U_{ab1} - U_{ab2} = \Delta I_C \cdot r_0.$$

Die Änderung der Klemmenspannung ΔU_{ab} geht gegen Null, wenn r_0 gegen Null geht. Sie ist um so kleiner, je steiler die Kennlinie $I_C = \text{const}$ verläuft, das heißt, je kleiner der differentielle Widerstand r_0 ist. Anwendung findet diese Schaltung zur Konstanthaltung der Spannung in Netzgeräten. Je nach dem verwendeten Transistor lassen sich kleinere oder größere Leistungen erreichen.

Ein Nachteil dieser einfachen Schaltung ergibt sich durch die Gefährdung des Transistors, wenn der Lastwiderstand einen Mindest-

Bild 13. Aufteilung des Emitterwiderstandes zur Vermeidung einer Transistorüberlastung



wert unterschreitet oder ein zufälliger Kurzschluß an den Klemmen a, b auftritt. Die Widerstandsgerade verläuft dann sehr steil, und der Arbeitspunkt gelangt in ein Gebiet, in dem der Transistor leistungsmäßig weit überlastet ist.

Man kann diese Gefahr beseitigen, wenn man nach Bild 13 den Emitterwiderstand in R_E' und R_E aufteilt. Bei Klemmenkurzschluß begrenzt dann R_E' den Strom auf den maximal zulässigen Wert. Da R_E' aber gewissermaßen mit dem Innenwiderstand r_0 in Reihe liegt, kann dabei an den Klemmen a, b keine konstante Spannung mehr auftreten. Die Spannung bleibt nur am Emitter gegen Masse kon-

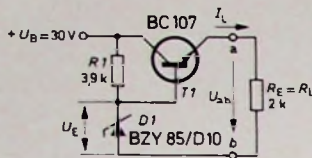


Bild 14. Beispiel einer Konstantspannungsschaltung

Bild 15. Kennlinie zur Konstantspannungsquelle im Beispiel 1

stant. U_{ab} ergibt sich aus der Spannungsteilung zwischen R_1 und R_E .

Beispiel 1

Es soll eine Spannungsquelle mit dem Transistor BC 107 berechnet werden, die die konstante Spannung $U_{ab} = 10$ V an einen Lastwiderstand $R_L = 2$ kΩ abgibt. Zur Verfügung steht eine Batteriespannung von $U_B = 30$ V.

Bild 14 zeigt die Schaltung. Nach Gl. (3) ist

$$U_{ab} = U_E - U_{BE} = U_B - U_{CE}$$

Daraus erhält man

$$U_{CE} = U_B - U_{ab} = 30 - 10 = 20 \text{ V.}$$

Der auftretende Laststrom ergibt sich zu

$$I_L = \frac{U_{ab}}{R_L} = \frac{10}{2 \cdot 10^3} = 5 \text{ mA.}$$

Der Transistor BC 107 ist für diese Leistung geeignet, denn er nimmt ohne den Basisstrom $P = U_{CE} \cdot I_L = 100$ mW auf. Dieser Wert bleibt aber weit unter der maximal zulässigen Leistung $P_{tot} = 300$ mW.

Die im Arbeitspunkt erforderliche Basis-Emitter-Spannung U_{BE} ergibt sich aus dem Kennlinienfeld zu $U_{BE} = 653$ mV. Damit muß die Eingangsspannung

$$U_E = U_{ab} + U_{BE} = 10 + 0,653 = 10,653 \text{ V}$$

sein. Für diesen Wert von U_E läßt sich nach Bild 4 die Kennlinie in das I_C - U_{CE} -Kennlinienfeld einzeichnen. Das Ergebnis zeigt Bild 15. Wenn man die Kennlinien für $U_{BE1} = 650$ mV und $U_{BE2} = 660$ mV heranzieht, ergibt sich ein differentieller Widerstand $r_0(U_E)$ von

$$r_0(U_E) = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_C} = \frac{(660 - 650) \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-3}} = 3,33 \text{ Ohm.}$$

Weil nach Gl. (8) die Ursprung der entsprechenden Ersatzspannungsquelle gleich

$$U_0 = U_{ab} \left(1 + \frac{r_0}{R_E} \right) = U_{ab} \left(1 + \frac{3,33}{2000} \right) = U_{ab} (1 + 0,00167)$$

ist, wird die Klemmenspannung U_{ab} nur 0,167% kleiner als die Ursprungsspannung. Wegen des steilen Verlaufs der Kennlinie bleibt U_{ab} im weiten Bereich konstant. Der kleinste zulässige Lastwiderstand darf

$$R_{L \min} = \frac{U_{ab}}{I_{L \max}} = \frac{U_{ab} (U_B - U_{ab})}{P_{tot}} = \frac{200}{300 \cdot 10^{-3}} = 666 \text{ Ohm}$$

betragen. Wählt man zur Konstanthaltung von U_E die Z-Diode BZY 85/D10, so muß der Vorwiderstand $R_1 = 3,9$ kΩ sein.

5. Wirkungsweise der Stromkonstanthaltung

Wichtiger ist die Schaltung nach Bild 2, wenn R_L an Stelle des Kollektorwiderstandes R_C angeschlossen wird. Es ergibt sich dann die Schaltung nach Bild 16a. Die zugehörige Ersatzschaltung zeigt Bild 16b. Die Schaltung stellt in dieser Form eine Stromquelle mit

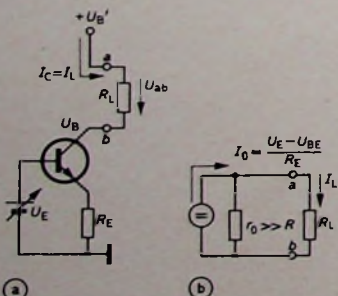
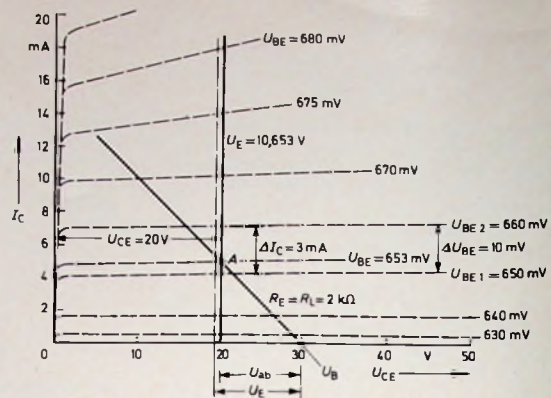


Bild 16. Schaltung zur Stromkonstanthaltung (a) und zugehörige Stromerersatzschaltung (b)



dem Kennlinienfeld nach Bild 9 dar. Der Urstrom beträgt nach Gl. (5)

$$I_0 = I_C = \frac{U_E - U_{BE}}{R_E}$$

Der Widerstand $r_0(U_E)$ ist wegen des flachen Kennlinienverlaufs sehr groß. Unabhängig von der Größe des Lastwiderstandes bleibt der Laststrom $I_L \approx I_0$ in einem bestimmten Bereich konstant. Das ist das Kennzeichen einer stromkonstanten Einspeisung. Auch hier wird der Urstrom I_0 um so konstanter, je mehr sich U_{BE} dem Sättigungswert $U_{BE \text{ sat}}$ nähert. Das bedeutet, daß sich der Innenwiderstand $r_0(U_E)$ dem Wert Unendlich nähert.

Der Urstrom I_0 kann in einfacher Weise nach Wahl von R_E durch die Eingangsspannung U_E eingestellt werden. Weil diese Schaltung vielfach zur Stromkonstanthaltung verwendet wird, sollen an Hand

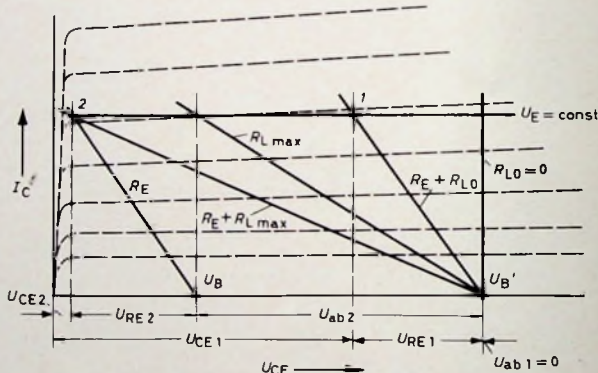


Bild 17. Festlegung des maximalen Lastwiderstandes $R_{L \max}$ einer Konstantstromquelle

des Kennlinienfeldes alle wichtigen Größen ermittelt werden. Dazu ist im Bild 17 eine Kennlinie $I_C(U_{CE})$ für $U_E = \text{const}$ dargestellt. Für den Fall, daß der Lastwiderstand $R_L = R_{L0} = 0$ ist, gilt der Arbeitspunkt 1. Die Schleifengleichung ergibt sich zu

$$U_B' = U_{CE} + U_{RE} + U_{ab} \approx U_{CE} + I_C (R_E + R_{L0})$$

oder

$$U_B' = U_{CE1} + U_{RE1}$$

Die Spannung U_B' teilt sich entsprechend der Neigung der Widerstandsgeraden $R_E + R_{L0} = R_E$ nur auf den Transistor und den allein vorhandenen Emittierwiderstand R_E auf. U_B' und U_B sind gleich groß. Wird dagegen $R_L = R_{L \max}$ angesetzt, so ergibt sich der Arbeitspunkt 2. Die Spannung U_{ab2} , die der konstante Laststrom an $R_{L \max}$ hervorruft, läßt sich durch Parallelverschiebung von R_E sofort ablesen. Dabei ergibt sich die Aufteilung

$$U_B' = U_{CE2} + U_{RE2} + U_{ab2}$$

Der maximale Lastwiderstand $R_{L \max}$ wird dadurch festgelegt, daß der Arbeitspunkt 2 nur so weit nach links wandern darf, daß er noch vor dem Knick der Kennlinie $U_E = \text{const}$ liegt. Wandert der Arbeitspunkt bei weiterer Vergrößerung von R_L über den Knick hinaus, so nimmt der Laststrom ab; eine Konstanthaltung ist dann nicht mehr möglich. (Schluß folgt)

Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern

Operationsverstärker haben in letzter Zeit die Schaltungstechnik elektronischer Geräte zweifellos entscheidend beeinflußt. Besonders die monolithischen Ausführungen sind mit einem nennenswerten Anteil am Durchbruch der Operationsverstärkertechnik beteiligt. In einem vorausgegangenen Beitrag wurden Aufbau und Wirkungsweise von Operationsverstärkern erläutert [1]. Die folgenden Ausführungen sollen die Vielfalt der Einsatzmöglichkeiten zeigen. Prinzipschaltungen sowie praktisch erprobte und dimensionierte Schaltungen werden ohne nennenswerten theoretischen Ballast beschrieben. Sie sollen zu weiterer Beschäftigung mit diesen interessanten Bauelementen anregen. Die Darstellung kann bei dem zur Verfügung stehenden Raum zwangsläufig nur fragmentarisch sein. Für intensivere Studien ist zu jedem Abschnitt eine Auswahl empfehlenswerten Schrifttums angegeben.

1. Spezielle Verstärkerschaltungen [2] ... [8]

Es liegt in der Natur der Sache, daß die Verstärkertechnik ein Hauptanwendungsbereich für Operationsverstärker ist. Mit Hilfe einer Gegenkopplung werden Verstärker realisiert, deren Eigenschaften wesentlich von der Art des Gegenkopplungsnetzwerkes abhängig sind. Spezielle erweiterte Beschaltungen dienen zur Verbesserung bestimmter Eigenschaften des Operationsverstärkers. So verringern Chopper-Zusatzschaltungen die Driftwerte [2], Vorstufen mit Feldeffekttransistoren vergrößern den Eingangswiderstand [3], und Leistungsstufen aus diskreten Bauelementen erhöhen die Ausgangsleistung bei integrierten Operationsverstärkern [4]. Eine große Anzahl von Veröffentlichungen wurde zu diesen Themen schon geschrieben. Hier soll deshalb nur ein seltener behandeltes Teilproblem herausgegriffen werden: die Umsetzung von Spannungen in eingepreßte Ströme. Derartige Schaltungen sind besonders zur Erzeugung des Ausgangssignals von Meßumformern von Bedeutung. Die wichtigsten Schaltungen sind in Tab. I zusammenge stellt.

Die häufig eingesetzte Schaltung 1 mit Strom-Parallelgegenkopplung setzt die Eingangsspannung U_{21} in einen eingepreßten Strom I_{34} um. Da der Operationsverstärker Op zwischen seinen Eingängen E_1 und E_2 nur eine sehr geringe Spannung (Größenordnung $\mu V \dots mV$) zur Aussteuerung benötigt, führt der Eingang E_1 nahezu Nullpotential. Er wird deshalb zu Recht auch als fiktiver Nullpunkt oder Summenpunkt S bezeichnet; Summenpunkt deshalb, weil an dieser Stelle eine rückwirkungs freie Addition von Strömen möglich ist. Die Summe aller in den Summenpunkt fließenden Eingangs- und Gegenkopplungsströme ist beim idealen Verstärker Null. Daraus kann man leicht die Übersetzungsgleichung ableiten

$$\frac{U_{21}}{R_1} + \frac{I_{34}}{1 + \frac{R_2}{R_3}} = 0, \quad (1)$$

$$I_{34} = -\frac{U_{21}}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right). \quad (2)$$

Der Ausgangsstrom dieser verhältnismäßig einfachen Schaltung ist eingepreßt, das heißt unabhängig vom Lastwiderstand R_A innerhalb der Grenzen der möglichen Verstärkerausgangsspannungen. Er fließt jedoch nicht gegen einen mit dem Eingang gemeinsamen Bezugspunkt (floating load).

Dieser Nachteil ist bei den Schaltungen 2 bis 4 von Tab. I nicht mehr vorhanden. Allerdings muß hier jeweils eine Abgleichbedingung sorgfältig eingehalten werden, um den Bürdeneinfluß völlig zu beseitigen. Die Schaltungen 3 und 4 mit zwei Verstärkern haben gegenüber der Schaltung 2 den Vorteil, daß auch ein Summenpunkt S zur Einspeisung weiterer Eingangsströme vorhanden ist. Die Kompensation des Lastinflusses erfolgt bei beiden Schaltungen durch Rückführung eines mit dem Widerstand R_6 vom Spannungsabfall

am Ausgang abgeleiteten Stromes auf den Eingang. Schaltungen dieser Art werden vorwiegend in Meßumformern zur Erzeugung des Ausgangssignals eingesetzt.

Der Verstärker gemäß Bild 1 zeigt ein Anwendungsbeispiel der Schaltung 2, Tab. I. Er setzt Spannungen von 0 bis 1 V in einen eingepreßten Strom von 0 bis 10 mA ($R_A = 0 \dots 500 \text{ Ohm}$) um und kann beispielsweise als externer Vorverstärker für Anzeigegeräte und Registriergeräte eingesetzt werden.

Der Operationsverstärker Op 1 verstärkt das Eingangssignal 2fach und steuert mit seiner Ausgangsspannung die Stromeinprägeschaltung mit dem Verstärker Op 2. Zur Kompensation des Bürdeneinflusses dient der Widerstand R_9 . Die Feineinstellung von Nullpunkt und Verstärkung erfolgt mittels der Widerstände R_{13} , R_{11} . Bei geöffnetem Ausgangskreis übernehmen die Z-Dioden D_1 , D_2 den Ausgangsstrom. Sie schützen gleichzeitig den Verstärker vor Fremdspannungen, die bei langen, beeinflussten Ausgangsleitungen auftreten können.

2. Spannungs- und Stromquellen [9] ... [12]

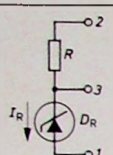
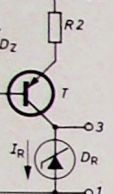
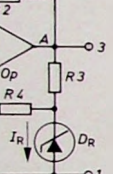
Zu Meß- und Prüfzwecken werden oft hochkonstante Spannungen und Ströme

Tab. I. Umsetzung von Spannungen in eingepreßte Ströme

Schaltung	Eigenschaften
	$I_{34} = -\frac{U_{21}}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_3} \right)$
	$I_{31} = -U_{21} \frac{R_2}{R_1 \cdot R_5}$ <p>Bedingung:</p> $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4 + R_5}$
	$I_{31} = U_{21} \frac{R_2 \cdot R_4}{R_1 \cdot R_3 \cdot R_5 \cdot R_6}$ <p>Bedingung:</p> $\frac{R_3}{R_2} = \frac{R_4}{R_5 + R_6}$
	$I_{31} = -U_{21} \frac{R_2}{R_1 \cdot R_3}$ <p>Bedingung:</p> $\frac{R_2}{R_6} = \frac{R_3 + R_4}{R_4}$

Dipl.-Ing. Kurt Günzel ist Laborleiter in der Fernmeßentwicklung der Siemens AG, Karlsruhe.

Tab. II. Erzeugung von hochkonstanten Spannungen

Schaltung	Berechnung
	$R = \frac{U_{31} - U_R}{I_R}$ $U_{31} = U_R$
	$R_2 \approx \frac{U_R}{I_R}$ $U_{31} = U_R$
	$R_3 = \frac{U_{31} - U}{I_R}$ $U_{31} = U_R \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ $R_4 \approx \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

benötigt. Sie sind unter Verwendung von Referenzdioden, die durch Operationsverstärker gepuffert werden, mit relativ geringem Aufwand zu erzeugen. Referenzdioden sind temperaturkompensierte Z-Dioden mit hoher Konstanz der Zenerspannung (typische Werte: 6,2 V; 8,4 V; 11,7 V) [9].

Der niedrige Temperaturkoeffizient der Zenerspannung ($TK = 0,005 \dots 0,01 \% \text{ je } ^\circ\text{C}$) wird jedoch lediglich für einen begrenzten Strombereich garantiert. Die Schaltung 1 nach Tab. II ist deshalb nur geeignet, wenn die Hilfsspannung U_{31} bereits vorstabilisiert ist. Andernfalls wird man die Schaltung 2 vorziehen; der Querstrom I_R durch die Referenzdiode D_R ist hier auch bei schwankender Spannung U_{31} nahezu konstant, da er durch die Z-Diode D_Z stabilisiert und in Verbindung mit Transistor T und Widerstand R2 der Referenzdiode D_R eingepreßt wird. Höheren Ansprüchen genügt die Schaltung 3. Änderungen der Hilfsspannung (entspricht Verstärkerspeisespannung) in vorgegebenen Grenzen bleiben hier unwirksam, da die Referenzdiode D_R von der konstanten Verstärkerausgangsspannung U_{31} gespeist wird. Diese Konstanzspannung ist bei dieser Schaltung mittels Spannungsteilers R1, R2 einstellbar ($U_{31} > U_{DR}$).

Die bisher erläuterten Schaltungen erzeugen jeweils positive Konstanzspannungen. Sie gelten sinngemäß für negative Spannungen, wenn Referenz- und Z-Dioden stets entsprechend umgepolt eingesetzt werden. Der Transistor T ist in diesem Falle in Form eines NPN-Typs zu verwenden. Als Anwendungsbeispiel dieser Schaltungstechnik zeigt Bild 2 eine Doppelkonstanzspannungsquelle für $\pm 10 \text{ V}$. Die Referenzspannung wird durch eine einfache Widerstands-Dioden-Kombination (R5, D_R) erzeugt. Das ist zulässig, wenn die negative Hilfsspannung bereits grob

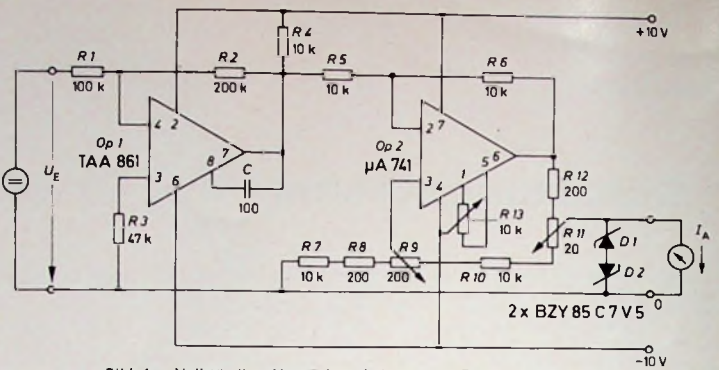


Bild 1. Vollständige Verstärkerschaltung zur Erzeugung des Ausgangssignals eines Meßformers gemäß Tab. I, Schaltung 2

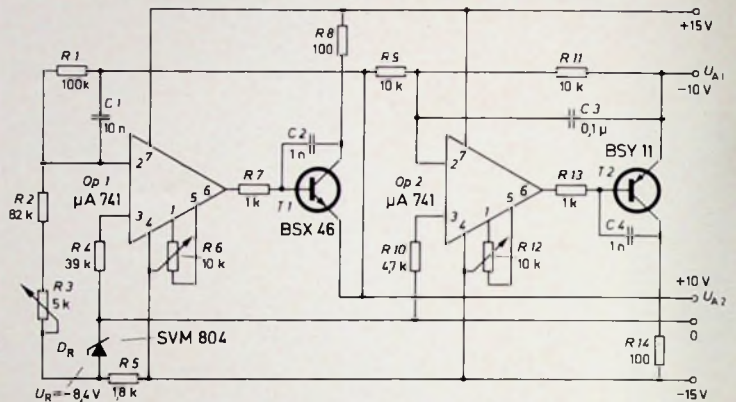


Bild 2. Schaltung einer Doppelkonstanzspannungsquelle für $\pm 10 \text{ V}$

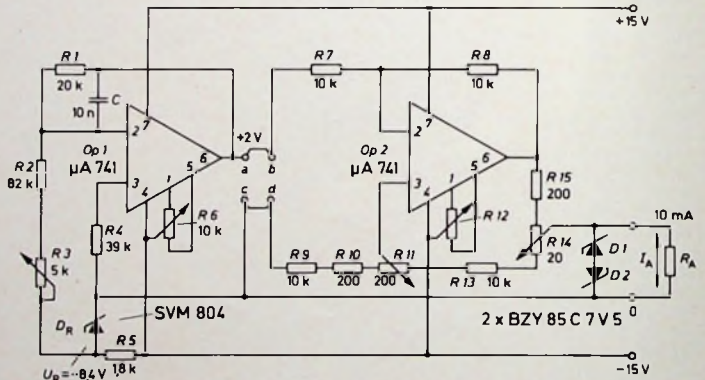


Bild 3. Schaltung einer Konstantstromquelle; $I_A = 10 \text{ mA}$

stabilisiert ist. Der Operationsverstärker Op1 mit seinen Beschaltungselementen puffert die Referenzspannungsquelle. Zur Erhöhung der Ausgangsleistung wird der Transistor T1 nachgeschaltet. Dadurch können Ströme bis zu 30 mA entnommen werden. Die Schaltung arbeitet in Spannungs-Parallelgegenkopplung. Der Transistor T1 ist in den Gegenkopplungskreis mit einbezogen. Die Ausgangsspannung U_{A1} beträgt

$$U_{A1} = -U_R \frac{R_1}{R_2 + R_3} \quad (3)$$

Der Widerstand R3 dient zum Feinabgleich. Die nachgeschaltete Stufe mit dem Operationsverstärker Op2 erzeugt auf gleiche Weise die negative Konstanzspannung U_{A2} . Wie Gleichung (3) zeigt, ist die Konstanzspannung U_{A1} programmierbar, wenn für den Wider-

stand R1 beispielsweise ein Potentiometer eingesetzt wird. Mit der im Bild 2 angegebenen Dimensionierung ändert sich die Ausgangsspannung um 0,1 V je kΩ. Durch die feste Kopplung beider Konstanzspannungsquellen ist die inverse Spannung U_{A2} mit der Spannung U_{A1} gleichlaufend. Bei Programmierbetrieb ist eine sorgfältige Einstellung der Nullpunkte mit Hilfe der Widerstände R6, R12 nötig.

Die Konstantstromquelle Bild 3 arbeitet zur Erzeugung der Referenzspannung ähnlich wie die eingangs beschriebene Schaltung. Am Ausgang des Verstärkers Op1 steht eine Spannung von +2 V zur Verfügung, die eine bereits im Abschnitt 1. beschriebene Schaltung mit Stromausgang steuert. Der Widerstand R14 dient zur exakten Einstellung des konstanten Ausgangsstromes I_A von 10 mA. Mittels des Widerstands

R11 wird der Bürdeneinfluß beseitigt. Die Z-Dioden D1, D2 übernehmen bei offenem Ausgang den Konstantstrom. Er ist ebenfalls mit dem Widerstand R1 programmierbar (0,5 mA je kOhm). Die Polarität kann durch entsprechende Brücken an den Anschlußpunkten a bis c gewählt werden (gezeichnet +10 mA; Brücken a-d, b-c bewirken negativen Ausgangsstrom).

Durch sorgfältige Auswahl der Referenzdioden sowie der spannungs- beziehungsweise strombestimmenden Widerstände ist bei derartigen Schaltungen eine Konstanz der Ausgangsgrößen besser als 10^{-3} ohne Schwierigkeiten zu erreichen.

3. Aktivfilter

[13] ... [18]

Passive Filter bestehen – je nach Anforderung an den Frequenzgang – aus mehr oder weniger umfangreichen Schaltungen mit Induktivitäten, Kondensatoren und Widerständen. Sie haben oft schon eine beträchtliche Dämpfung im Durchlaßbereich und sind bezüglich ihrer Abschlußwiderstände am Ausgang und Eingang wenig flexibel. Ihre Realisierung für tiefe Frequenzen bereitet wegen der dabei erforderlichen großen Induktivitäten und Kapazitäten Schwierigkeiten.

Auch hier bietet der Operationsverstärker mit RC-Netzwerken im Eingangs- und Gegenkopplungskreis als Aktivfilter geschaltet nennenswerte Vorteile: Es werden keine Induktivitäten benötigt. Auch im Bereich niedriger Frequenzen können kleine Kapazitätswerte und damit Kondensatoren mit geringen Abmessungen eingesetzt werden. Durch entsprechende Verstärkerbesetzung kann optimale Anpassung an Quellenwiderstand im Eingang und Abschlußwiderstand am Ausgang des Filters erfolgen. Mit dem Aktiv-

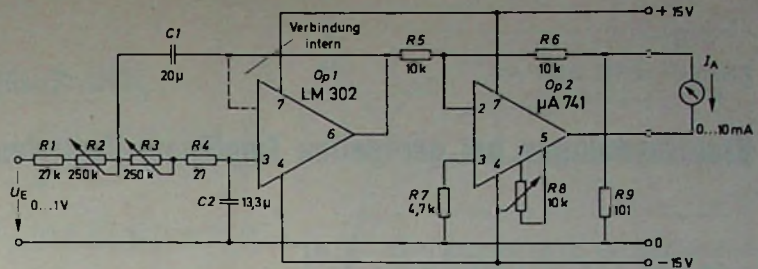


Bild 4. Schaltung zur Mittelwertbildung von Signalen extrem niedriger Frequenz

filter sind Leistungsverstärkungen > 1 möglich.

In Schaltung 1, Tab. III ist die Tiefpaßversion 2. Ordnung des spannungsparallelgegekoppelten Operationsverstärkers mit dem zugehörigen Amplitudenfrequenzgang dargestellt. Neben der Grenzfrequenz f_0 ist für die Dimensionierung der Schaltung der Dämpfungsgrad d der Sprungantwort des Filters wesentlich. Es gilt die Gleichung

$$d = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_3} \right) \sqrt{\frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{C_2}{C_1}} \quad (4)$$

Man wählt zweckmäßigerweise – besonders bei impulstechnischen Anwendungen – einen Dämpfungsgrad aus dem Bereich $d = 0,7$ (Potenzfilter) ... 0,86 (Lienphasenfilter) ... 1. Ähnliche Eigenschaften hat der Tiefpaß 2, Tab. III. Der Verstärker ist hier jedoch als Spannungsfolger geschaltet. Die Spannungsverstärkung im Durchlaßbereich ist deshalb 1. Durch entsprechende Wahl des Gegenkopplungsnetzwerkes ist auch der Aufbau von Bandpässen (Schaltung 3) und Hochpaßfiltern möglich.

Eine Schaltung zur Mittelwertbildung von Signalen extrem niedriger Frequenz (0,1 ... 1 Hz) zeigt Bild 4. Sie enthält ein Aktivfilter des in Schaltung 2, Tab. III dargestellten Typs. Die Grenzfrequenz

f_0 ist im Bereich $0,035 < f_0 < 0,35$ Hz mittels des Doppelpotentiometers R2, R3 einstellbar. Ein nachgeschalteter Stromverstärker erzeugt einen Ausgangsstrom I_A von 0 bis 10 mA bei einem Mittelwert der Filtereingangsspannung von 0 bis 1 V. Die Kurven im Bild 5 zeigen das Zeitverhalten dieser Schaltung.

Zur Unterdrückung von Störspannungen diskreter Frequenz sind Bandsperren gut geeignet. Die Sperrdämpfung wird in der Schaltung nach Bild 6 durch ein Doppel-T-Glied in Verbindung mit einem Operationsverstärker erzeugt. Wegen des hohen Eingangswiderstandes dieses Verstärkers kann das Doppel-T-Glied hochohmig aufgebaut werden. Die Kondensatoren sind dann entsprechend klein. Mit dem Einstellwiderstand sind Güte und Dämpfung des Sperrfilters einstellbar (Dämpfung 50 dB in den Endstellungen von R3, Dämpfung 38 dB in Mittelstellung). Die Bandsperre ist für eine Sperrfrequenz $f_0 = 50$ Hz ausgelegt. Die Dimensionierung für andere Frequenzen erfolgt nach den Gleichungen (5) bis (7).

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (5)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{2}, \quad C_1 = 2 \cdot C_2 \quad (6, 7)$$

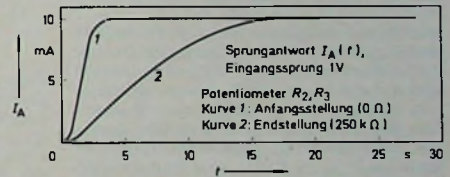


Bild 5. Ausgangsstrom I_A der Schaltung nach Bild 4 in Abhängigkeit von der Zeit t

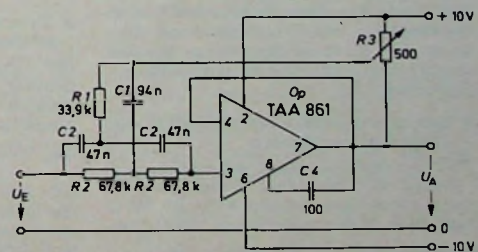


Bild 6. Schaltung einer Bandsperre

Bei allen Filterschaltungen dieser Art muß man darauf achten, daß die Grenzfrequenz der eingesetzten Operationsverstärker genügend groß im Vergleich zu den vom Gegenkopplungsnetzwerk bestimmten Kennfrequenzen der Filter ist.

(Schluß folgt, einschließlich aller Schriftumsangaben)

Tab. III. Aktivfilter

Schaltung	Eigenschaften
<p>1</p> <p>Tiefpaß</p>	<p>Abfall 40 dB je Dekade</p> <p>$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_2 \cdot C_1 \cdot R_3 \cdot C_2}}$ $V_0 = \frac{R_2}{R_1}$</p>
<p>2</p> <p>Tiefpaß</p>	<p>$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 \cdot C_1 \cdot R_2 \cdot C_2}}$</p>
<p>3</p> <p>Bandpaß</p>	<p>$B \approx 3\text{-dB-Bandbreite}$</p> <p>$R_1 = \frac{1}{2\pi \cdot B \cdot V_0 \cdot C}$</p> <p>$R_2 = \frac{1}{\pi \cdot B \cdot C}$</p> <p>$f_0 = \sqrt{\frac{B}{4\pi \cdot C \cdot R_3} + \frac{B^2 V_0}{2}}$</p>

Kreuzmodulation bei geregelten Empfänger-Vorstufen mit Feldeffekttransistoren

Entscheidend für die Beurteilung eines Empfängers ist heute weniger seine Empfindlichkeit als sein Großsignalverhalten. Während im Mittelwellenbereich nicht auf oder in der Nähe der Empfangsfrequenz arbeitende Störsender im allgemeinen durch die Empfänger-Vorkreise genügend gedämpft werden, ist dies im KW-Bereich wegen der dort oft mehrere 100 kHz breiten Vorkreise nicht mehr möglich. Starke Störsender können daher im KW-Bereich ungeschwächt zur Vor- und Mischstufe gelangen und Kreuz- und Intermodulationserscheinungen hervorrufen. Da diese Störungen meistens erst in der Mischstufe des Empfängers auftreten, ist man bestrebt, die Vorverstärkung möglichst gering zu halten. Eine elektronische Verstärkungsverminderung des Vorverstärkers durch automatische oder Handregelung bewirkt aber im allgemeinen eine Verringerung der Kreuzmodulationsfestigkeit der Stufe und damit eine Verlagerung der Kreuzmodulation von der Misch- auf die Vorstufe.

Der folgende Beitrag ist speziell auf den KW-Bereich zugeschnitten und behandelt die bei der Verstärkungsregelung von mit Feldeffekttransistoren (FET) bestückten Stufen auftretenden Kreuzmodulationsprobleme.

1. Verstärkungsregelung von FET-Verstärkern

Die Verstärkung eines FET in Source-Schaltung ist durch die Formel

$$V = S \cdot R_A$$

gegeben. Darin bedeutet S die Steilheit und R_A die Parallelschaltung von Drain-Belastungswiderstand R_L und Innenwiderstand R_i des FET. Diese drei Größen lassen sich von außen beeinflussen. Die Steilheit wird üblicherweise durch die Gatespannung U_{GS} eingestellt; sie kann aber auch durch eine Gegenkopplung in der Sourceleitung vermindert werden. Außerdem kann man die Steilheit und den Innenwiderstand durch Herabsetzen der Drainspannung U_{DS} unter die pinch-off-Spannung, die die Grenze zum Sättigungsbereich darstellt, verkleinern [1].

2. Das Kreuzmodulationsverhalten von Feldeffekttransistoren

Bild 1 zeigt die Eingangskennlinie $I_D = f(U_{GS})$ für konstante Ausgangsspannung eines Sperrschicht-FET BF 245 C und Bild 2 die zugehörige Steilheitskennlinie $S = \frac{dI_D}{dU_{GS}} = f(U_{GS})$. Man erkennt, daß die Steilheit in einem bestimmten Bereich linear von der Gatespannung abhängt. Da der Differentialquotient einer quadratischen Funktion eine konstante Steigung hat, weist der FET hier eine Kennlinie mit ausschließlich quadratischem und linearem Anteil auf, an der keine Kreuz- oder Intermodulation auftreten kann. Bei Einstellung geringerer Steilheitswerte wird

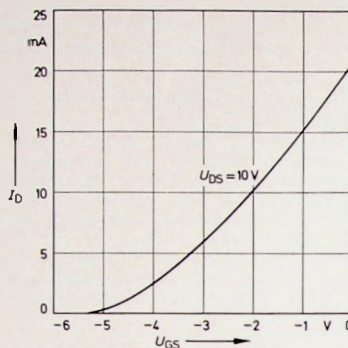


Bild 1. Eingangskennlinie des Sperrschicht-FET BF 245 C

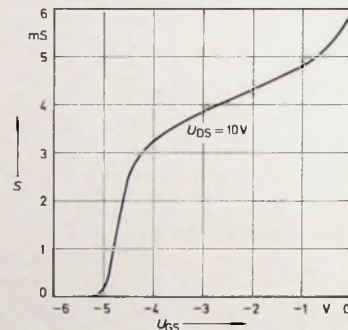


Bild 2. Steilheit des BF 245 C in Abhängigkeit von U_{GS} für $U_{DS} = 10$ V

dieser Bereich jedoch sehr schnell verlassen und der Kennlinienknick ($I_D = 0$) erreicht. Man hat dann mit starken Kreuzmodulationserscheinungen zu rechnen. Eine ausführliche Erläuterung der Kreuzmodulation in Feldeffekttransistoren ist in [3] enthalten.

3. Verstärkungsregelung durch die Drainspannung U_{DS}

Die Ausgangskennlinie eines FET zeigt deutlich, daß die Steilheit S und der Innenwiderstand R_i des FET bei Verminderung der Drainspannung sinken.

Die Verstärkung $V = S \cdot \frac{R_L \cdot R_i}{R_L + R_i}$ läßt

sich also gut beeinflussen. Wenn dabei die Gate-Source-Spannung $-U_{GS}$ konstant gehalten wird, kann der kreuzmodulationsarme Bereich der Kennlinie nicht verlassen werden. Es ist lediglich mit einer leichten Zunahme der Kreuzmodulationsempfindlichkeit zu rechnen, da die Kurve $S = f(U_{GS})$ für kleine Drain-Source-Spannungen U_{DS} Abweichungen von der Linearität zeigt. Bei $U_{DS} = 0$ geht die Verstärkung für niedrige Frequenzen gegen Null. Bei hohen Frequenzen kann jedoch eine Übertragung über die (nichtlineare!) Rückwirkungskapazität C_{DG} erfolgen.

Der Regelbereich ist deshalb im UKW-Bereich bereits stark eingeschränkt.

Da bei großen Lastwiderständen erhebliche Verzerrungen der Ausgangsspannungen auftreten würden, muß der FET niederohmig abgeschlossen sein. Deshalb empfiehlt sich die Verwendung einer Kaskodenstufe, deren zweiter, in Gateschaltung betriebener FET den erforderlichen niedrigen Belastungswiderstand ($1/S \approx 200$ Ohm beim BF 245 C) darstellt.

Die Verstärkungsregelung einer galvanisch gekoppelten Kaskodenstufe am Gate des zweiten FET ist mit einer Drainspannungsregelung des ersten FET vergleichbar, da der zweite FET hierbei als Sourcefolger für die Drainspannung U_{DS} des ersten FET betrachtet werden kann. Ebenso wie beim Dual-Gate-MOS-FET hat diese Art der Regelung jedoch den Nachteil, daß die Regelspannung positive und negative Bereiche durchlaufen muß.

4. Verstärkungsregelung durch veränderbare Source-Gegenkopplung

Die Verstärkungsregelung durch eine veränderbare Source-Gegenkopplung erfordert zwar einen etwas höheren Materialaufwand, sie ist den anderen Möglichkeiten jedoch überlegen, wie die Meßergebnisse zeigen werden. Die günstigsten Resultate wären mit einem in der Sourceleitung liegenden regelbaren linearen ohmschen Widerstand erreichbar (Bild 3). Dieser läßt sich aber nur

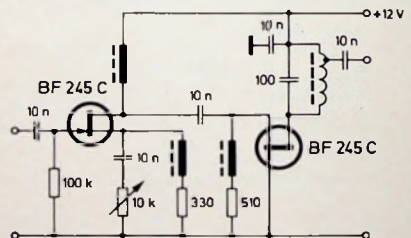


Bild 3. Versuchsschaltung für eine Kaskodenstufe mit Source-Gegenkopplung durch ohmschen Widerstand

durch Feldplatten-Widerstände oder PIN-Dioden realisieren. Heißleiter und Photowiderstände scheiden für schnelle Regelschaltungen aus.

Die seit kurzer Zeit erhältlichen PIN-Dioden HP 5082-3080 (Hewlett-Packard) mit einer unteren Grenzfrequenz von 1 MHz eröffnen der KW-Empfängertechnik neue Möglichkeiten. Sie erlauben zum Beispiel den Bau eines regelbaren Dämpfungsgliedes in der Antennenleitung, dessen Dämpfung praktisch trägeheitslos zwischen etwa 1 und 20 dB eingestellt werden kann und das dem Empfänger ein nicht zu übertreffendes Regelverhalten bei Großsignalen verleihen würde.

Die hier untersuchte und in [2] vorgeschlagene Schaltung (Bild 4) benutzt als

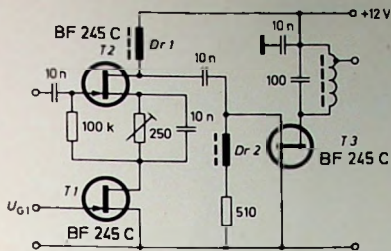
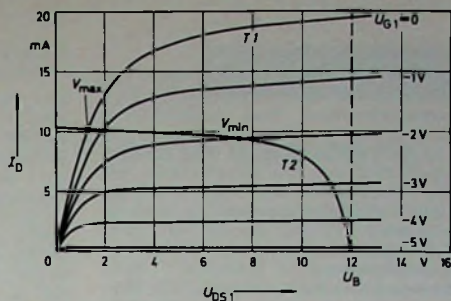


Bild 4. Versuchsschaltung für eine Kaskodenstufe mit Source-Gegenkopplung durch einen FET

Bild 5. Zur Wirkungsweise der Schaltung nach Bild 4



regelbaren Widerstand einen FET (T1), dessen dynamischer Innenwiderstand durch die angelegte Gatespannung U_{G1} eingestellt und für niedrige Signalspannungen als linear betrachtet werden kann. Da T1 im Gegenkopplungszweig liegt und sich die Eingangsspannung zwischen Verstärkungs- und Gegenkopplungstransistor aufteilt, treten Kreuzmodulationsstörungen erst bei verhältnismäßig hohen Eingangsspannungen auf.

Bild 5 verdeutlicht die Wirkungsweise der Schaltung nach Bild 4. Bei eingestellter Maximalverstärkung V_{max} arbeitet der Transistor T1 im niederohmigen Teil seiner Kennlinie, und fast die gesamte Betriebsspannung U_B fällt am Transistor T2 ab. Bei Erhöhung der negativen Steuerspannung U_{G1} von T1 gelangt dieser schnell in den Sättigungsbereich seiner Ausgangskennlinie und bewirkt so eine starke Source-Gegenkopplung für den Transistor T2. Eine weitere Erhöhung von U_{G1} ist nicht zweckmäßig, da sie T2 in den niederohmigen Bereich seiner Kennlinie führen würde.

Die am Ausgang von T2 auftretende Störspannung darf nicht so hoch sein, daß sie an die Enden des linearen Ausgangskennlinienbereichs von T2 „anstoßt“, da das Kreuzmodulationsstörungen zur Folge haben würde. Dies gilt übrigens für alle Verstärkerstufen. Das Anstoßen der Ausgangsspannung muß

durch einen genügend niederohmigen Lastwiderstand oder durch erhöhte Betriebsspannung verhindert werden. Bei Betriebsspannungen von weniger als 12 V empfiehlt sich die Verwendung einer Kaskodenschaltung mit galvanischer Trennung der beiden Transistoren, wobei der zweite Transistor fast die gesamte Betriebsspannung erhält.

Bei FET-Verstärkern können Kreuzmodulationsstörungen bereits bei Störspannungen auftreten, die noch nicht zur sichtbaren Begrenzung der Ausgangsspannung führen [3]. Deshalb ist auch der zweite Kaskodentransistor möglichst niederohmig zu belasten. Spätere Versuche sollen klären, ob sich für den zweiten Kaskodentransistor auch ein bipolarer Transistor einsetzen läßt.

5. Meßergebnisse

Die Bilder 6 bis 8 zeigen die Kreuzmodulationsempfindlichkeit der besprochenen Schaltungen und eines mit dem Dual-Gate-MOS-FET TA 7150 bestückten Vorverstärkers in Abhängigkeit von der Verstärkungseinstellung. Im Bild 8 sind ferner zum Vergleich die aus den Datenblättern entnommenen entsprechenden Werte der Röhren EF 80 und EF 85 eingetragen. Da der Kreuzmodulationsgrad m_k unabhängig von der Amplitude des Nutzsignals ist, ist diese in den Diagrammen nicht angegeben. V_{rel} ist die relative Verstärkung der Schaltung. Die

Maximalverstärkung $V_{rel} = 0$ dB ist je nach Schaltung etwas unterschiedlich.

In der Meßschaltung gelangten das Nutzsignal ($f_{Nutz} = 15$ MHz) und das mit $m_{stör} = 30\%$ und $f_{mod\ stör} = 3$ kHz modulierte und mit einem Breitband-Leistungsverstärker verstärkte Störsignal ($f_{stör} = 16$ MHz) über Dämpfungsglieder zu den aperiodischen Eingängen der FET-Verstärker. Wegen der für diesen Zweck unzureichenden Eigenschaften der eingebauten Modulatoren mehrerer Meßsender (verschieden starke Seitenbänder) mußte das Störsignal extern mit einem Diodenmodulator moduliert werden. Die Eingangsstörspannung am Gate des FET wurde am Oszillografen abgelesen und auf den Träger-Effektivwert umgerechnet. Mit einem am Ausgang des Verstärkers liegenden selektiven Pegelmessers wurden die Amplituden der Kreuzmodulationsseitenbänder des Nutzsignals gemessen. Einem Kreuzmodulationsgrad von $m_k = 1\%$ entspricht ein Seitenbandpegel von -46 dB = $5,3$ Np unter dem Trägerwert.

Bild 6 läßt deutlich das schlechte Großsignalverhalten einer durch Verändern der Gatespannung geregelten FET-Stufe erkennen (Kurve c). Die durch einen ohmschen Widerstand in der Sourceleitung gegengekoppelte Schaltung nach Bild 3 ergibt hervorragende Werte (Bild 7, Kurve a). Unter den übrigen Schaltungen schneidet die FET-Source-Gegenkopplungsschaltung nach Bild 4 am besten ab (Kurve b im Bild 7), und zwar auch im Vergleich zu Röhren- und MOS-FET-Stufen (Bild 8). Sie erlaubt in allen Fällen Störspannungen von wenigstens 500 mV am Gate des FET. Nachteilig mag sein, daß in der Versuchsschaltung nur eine maximale Verstärkungsverminderung von 21 dB erreicht werden konnte. Ein größerer Wert ist aber in fast allen Fällen nicht erforderlich.

Interessant ist das verhältnismäßig schlechte Abschneiden der MOS-FET. Die Sperrschicht-FET BF 245 C ($I_{DSS} = 20$ mA) zeigten ein um den Faktor 3 besseres Großsignalverhalten als die untersuchten Dual-Gate-MOS-FET.

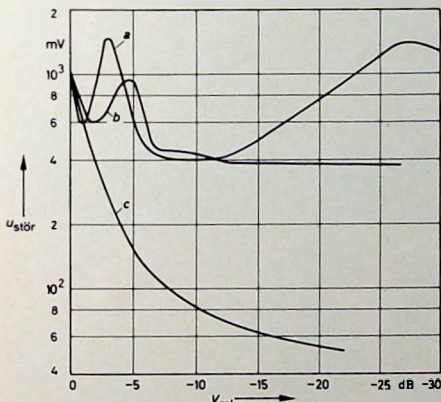


Bild 6. Kreuzmodulationsempfindlichkeit einer Kaskodenstufe mit 2 x BF 245 C: a) galvanisch gekoppelte Transistoren, Regelung durch U_G am Gate des zweiten FET; b) galvanisch getrennte Transistoren, Regelung durch U_G am Gate des ersten FET; c) galvanisch getrennte Transistoren, Regelung durch U_{GS} des ersten FET, $U_{GS} = \text{const}$

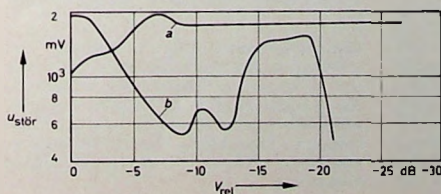
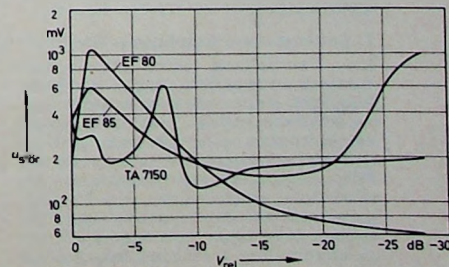


Bild 7. Kreuzmodulationsempfindlichkeit einer Kaskodenstufe mit 2 x BF 245 C bei Source-Gegenkopplung durch ohmschen Widerstand (a) und durch einen FET (b)

Bild 8. Kreuzmodulationsempfindlichkeit von Röhren- und MOS-FET-Verstärkern



6. Rauschmessungen

Infolge der Transformation durch den Empfänger-Eingangskreis tritt der Fußpunkt-widerstand von beispielsweise 50 Ohm einer Antenne mit einem höheren Widerstandswert am Gate des Eingangs-FET auf. Um zu ermitteln, wie die Rauschzahl der FET-Verstärker vom Generatorwiderstand R_G abhängt, wurden die FET-Stufen mit Hilfe eines Rauschgenerators und eines selektiven Pegelempfängers bezüglich ihres Rauschverhaltens untersucht. Die Messung bei Sperrsicht- und MOS-FET-Verstärkern ergab ein Minimum der Rauschzahl bei Generatorwiderständen von 500 bis 800 Ohm (Bild 9). Selbst bei

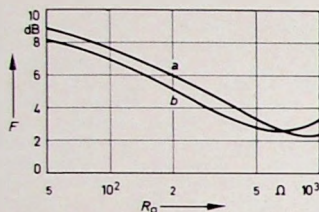


Bild 9. Rauschzahl in Abhängigkeit vom Generatorwiderstand bei FET-Verstärkern; a BF 245 C in Kaskodenschaltung, b MOS-FET TA 7150

Generatorwiderständen von 60 Ohm (direkt angeschaltete Antenne) liegt die Rauschzahl noch innerhalb der für KW-Empfänger erlaubten Grenzen. Leider läßt die Messung keinen Schluß auf das Rauschverhalten bei größeren Generatorwiderständen als 1 kOhm zu, da diese nicht dargestellt werden konnten.

Bei der Schaltung nach Bild 4 wurde eine starke Zunahme der Rauschzahl bei Verstärkungsverringerung beobachtet. Die Zunahme der Rauschspannung U_r um maximal etwa 5 dB (Bild 10) ist aber erträglich, da eine

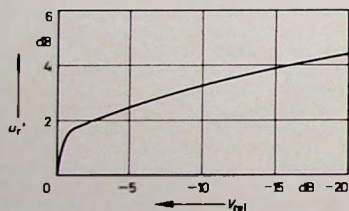


Bild 10. Zunahme der Ausgangsrauschspannung bei der Schaltung nach Bild 4 bei Verringerung der Verstärkung

verzögerte automatische Verstärkungsregelung erst bei einem empfangenen Signal einsetzt, bei dem die Grenzempfindlichkeit des Empfängers nicht mehr ausgenutzt zu werden braucht.

7. Entwurf einer Empfänger-Vorstufe

Die Verstärkung einer HF-Vorstufe darf nur so groß sein, daß in der nachfolgenden Mischstufe noch keine Kreuzmodulation auftritt. Im allgemeinen erfordert dies eine sehr geringe Vorstufenverstärkung, die wiederum zur Folge hat, daß die Rauschzahl der Mischstufe merklich in die Gesamt-rauschzahl des Empfängers eingeht. Bei einem Empfänger mit gutem Großsignalverhalten muß man also sowohl

auf geringe Vorstufen- als auch Mischstufenrauschzahl achten.

Für die vorliegende Schaltung nach Bild 4 sollen Störspannungen von 150 mV an einer 50-Ohm-Antenne zugelassen werden. Rauschanpassung liegt vor, wenn die Antenne mit einem Generatorwiderstand von etwa 500 Ohm am Eingangs-FET wirksam ist. Das bedeutet ein Vorkreis-Übersetzungsverhältnis von $u_1 = 1:3$ und entsprechend obiger Bedingung eine Störspannung von $u_{G2} = 450$ mV am Gate des FET T2. Bei dieser Spannung tritt mit Sicherheit noch keine Vorstufen-Kreuzmodulation auf.

Für die Mischstufe soll angenommen werden, daß sie bei einem Eingangswiderstand von $R_{eM} = 50$ Ohm (Diodenmischer) Störspannungen von $u_M = 200$ mV zuläßt. Ihr Eingangswiderstand wirkt in transformierter Form als Lastwiderstand R_L für den FET-Vorstärker. Die Steilheit des Kaskoden-Vorstärkers ist infolge der FET-Gegenkopplung geringer als die der Einzeltransistoren und soll auf 2 mS geschätzt werden. Mit der folgenden Rechnung kann das Übersetzungsverhältnis u_2 des Ausgangskreises ermittelt werden.

Für die Mischstufen-Eingangsspannung u_M gilt

$$u_M = u_{G2} \cdot S \cdot R_L \cdot \frac{1}{u_2}$$

Daraus ergibt sich

$$u_2 = \frac{u_{G2} \cdot S \cdot R_L}{u_M}$$

Außerdem ist

$$\begin{aligned} u_2^2 &= \frac{R_L}{R_{eM}} \\ R_L &= u_2^2 \cdot R_{eM} \end{aligned}$$

Damit wird

$$\begin{aligned} u_2 &= \frac{u_{G2} \cdot S \cdot u_2^2 \cdot R_{eM}}{u_M} \\ u_2 &= \frac{u_M}{u_{G2} \cdot S \cdot R_{eM}} \\ &= \frac{200 \cdot 10^{-3}}{450 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^{-3} \cdot 50} \approx 4,5 \end{aligned}$$

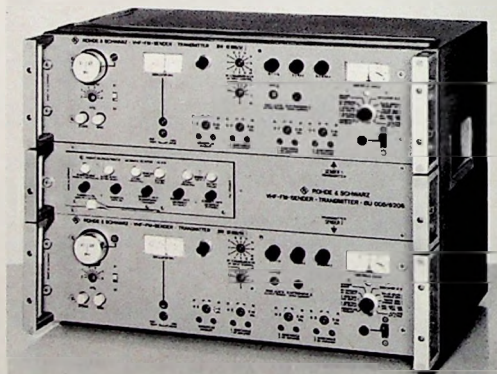
Infolge der niedrigen Impedanzen bereitet jedoch die Realisierung von durch Drehkondensatoren abgestimmten Ein- und Ausgangskreisen mit ausreichender Güte Schwierigkeiten. Bei Verwendung angezapfter Schwingkreise sind bei Mehrbereichsempfängern drei Wellenschalterkontakte je Kreis erforderlich. Bandpaßfilter mit angezapften Ausgangskreisen stellen die eleganteste Lösung dar, da sie ohne Drehkondensatoren und mit nur zwei Wellenschalterkontakten auskommen.

Schrifttum

- [1] Cross-Modulation Effects in Single-Gate and Dual-Gate MOS Field-Effect Transistors. RCA AN-3435
- [2] Feldeffekttransistoren in AM-Vor- und Mischstufen von Rundfunkempfängern. TI-Applikationsbericht EB 80416
- [3] Gerstlauer, J. M.: Kreuzmodulation in Feldeffekttransistoren. Internat. Elektron. Rdsch. Bd. 24 (1970) Nr. 8, S. 199-201

Ablöseautomatik für 50-W-UKW-Sender mit passiver Reserve

50-W-Sender von Rohde & Schwarz mit passiver Reserve für den UKW-Bereich 87,5 bis 108 MHz; der mittlere Einschub enthält die neue passive Ablöseautomatik „HS 4119“



Um Programmausfälle bei Senderstörungen zu vermeiden, werden immer mehr Senderanlagen in voll passiver Reserve aufgebaut, das heißt, es sind zwei völlig gleiche Sender vorhanden, von denen jeweils einer die Aussendung des Programms übernimmt und der andere als Reserve zur Verfügung steht.

Die von Rohde & Schwarz entwickelte Ablöseautomatik „HS 4119“ überwacht den Betriebszustand des eingeschalteten Senders und schaltet automatisch den Reservesender auf die Sendeanenne, falls die Ausgangsleistung des betriebenen Senders einen Sollwert unterschreitet. Über die Bedienelemente der Ablöseautomatik können beide Sender zentral oder von fern mit nur

einem Kommando ein- und ausgeschaltet werden.

Um für beide Sender gleiche Betriebsstundenzahl zu erreichen, ist mit jedem Einschaltbefehl automatisch ein Senderwechsel verbunden. Durch eine Bevorrechtigungsschaltung läßt sich außerdem der Sender 1 oder Sender 2 wahlweise als Betriebs- oder Reservesender schalten.

Die Ablöseautomatik, bestehend aus einer Spannungsstabilisierung und einer mit integrierten Schaltungen aufgebauten Ablösesteuerung, ist als Kassette ausgeführt und wird über einen 19-Zoll-Adapter, der auch die Antennenumschaltung enthält, in die Sendeanlage eingesetzt.

Technische Aspekte des Fusionsreaktors

Die Energietechnik sieht sich konfrontiert mit wachsendem spezifischem Energieverbrauch bei steigenden Bevölkerungszahlen, mit zunehmendem Nachholbedarf unterentwickelter Gebiete und der in Zukunft wohl umweltbedingten Notwendigkeit, energieintensive Verfahren wie Abwasserdestillation und Meerwasserentsalzung einzusetzen. Etwa alle 10 Jahre steigt der Energieverbrauch auf den jeweils doppelten Wert an, wobei ein stetiges Absinken des Energiepreises die Einführung immer neuer Energieumwandlungssysteme gleichermaßen erfordert und ermöglicht. Die bekannten, mit verhältnismäßig niedrigen Kosten nutzbaren Primär-

Mit dem Deuterium-Tritium-Fusionsreaktor könnten die weiteren Probleme des radioaktiven Mülls und der Sicherheit zufriedenstellend gelöst werden. Auch das Brennstoffproblem würde verschwinden, denn Deuterium aus dem Meerwasser und Lithium sind in praktisch unbegrenzter natürlicher Menge vorhanden. Tritium würde mit kürzesten Verdopplungszeiten von weniger als einem Jahr im Reaktor gebrütet. Die Beseitigung der Abwärme dürfte dagegen noch für längere Zeit ein Problem darstellen.

Bevor sich jedoch ein Fusionsreaktor realisieren läßt, ist sein zentrales physikalisches Problem, der stabile magne-

Phase, in der eine detaillierte Zielplanung durch die sichtbar gewordene Komplexität der Aufgabe und zur effektiven Steuerung der notwendigen beträchtlichen Mittel möglich und notwendig wird.

Die Zielvorstellung eines Fusionsreaktors kann aus verschiedenen Gründen gerade im technischen Bereich schon einigermaßen umrissen werden. Wie Bild 2 zeigt, stellt man sich - angepaßt an die gegenwärtig aussichtsreichsten Experimente - ein zu einem Torus gebogenes dickwandiges Rohr vor, in dessen Innenraum, der Vakuumkammer, ein Ring heißen, reagierenden Plasmas - gehalten durch ein geeignet geformtes Magnetfeld - frei schwebt. Die bei den Kernverschmelzungsprozessen freiwerdende Energie befindet sich zu 80 % in den schnellen Neutronen, die das Plasma verlassen können, und zu 20 % in den entstehenden He⁴-Kernen, die als geladene Teilchen im Plasma verbleiben müssen und dort die Deckung der Bremsstrahlungsverluste und die laufende Heizung des nachgelieferten Kernbrennstoffes auf Fusionstemperatur übernehmen können. In der dicken Toruswand, dem sogenannten Mantel, geben die Fusionsneutronen im Moderator (vorzugsweise flüssigem Lithium von etwa 1000 °C) durch elastische Stöße ihre Energie ab, die dann als Wärme vom zirkulierenden Kühlmittel - dem

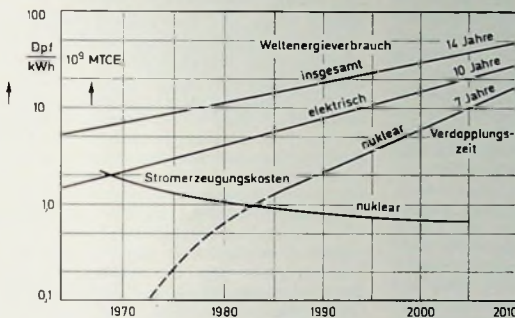


Bild 1. Entwicklungstendenz des Energieverbrauchs

energievorräte sind beschränkt, so daß nach allgemeiner Auffassung etwa um das Jahr 1985 ein brennstoffbrütendes nukleares System einsatzbereit werden muß, das in fernerer Zukunft die Bedarfsdeckung allein übernehmen kann. Zunächst ist hier der schnelle Brutreaktor zu erwarten, der sich bereits im industriellen Entwicklungsstadium befindet. Auf absehbare Zeit hinaus spielen jedoch die herkömmlichen Primärenergien von Kohle, Erdöl und Erdgas noch eine wichtige Rolle.

Bild 1 gibt einige grobe Extrapolationen von Energieverbrauch und Energiepreis an, wie man sie im Schrifttum findet. Daraus geht hervor, daß die Kernenergie gegenwärtig unter den Primärenergiequellen noch ziemlich unbedeutend ist und daß nur recht kurze Verdopplungszeiten des nuklearen Energieangebotes an dieser Verteilung eines Tages etwas ändern könnten. Die zur Zeit in Betrieb befindlichen Energiequellen belasten in zunehmendem Maße die Umwelt durch ihre Abwärme in Luft und Wasser, durch ihre CO₂-Produktion, durch den radioaktiven Müll und durch ein nicht vernachlässigbares Sicherheitsrisiko. Die Situation drängt also zu einer schrittweisen Weiterentwicklung der Technologien zur Beseitigung dieser Umweltbeeinträchtigung. Bisher bekannte nukleare Reaktoren lösen nur das CO₂-Problem.

Nach einem Vortrag von Dr. A. Knobloch anlässlich der Feier des zehnjährigen Bestehens des Instituts für Plasma-physik der Max-Planck-Gesellschaft am 13. November 1970.

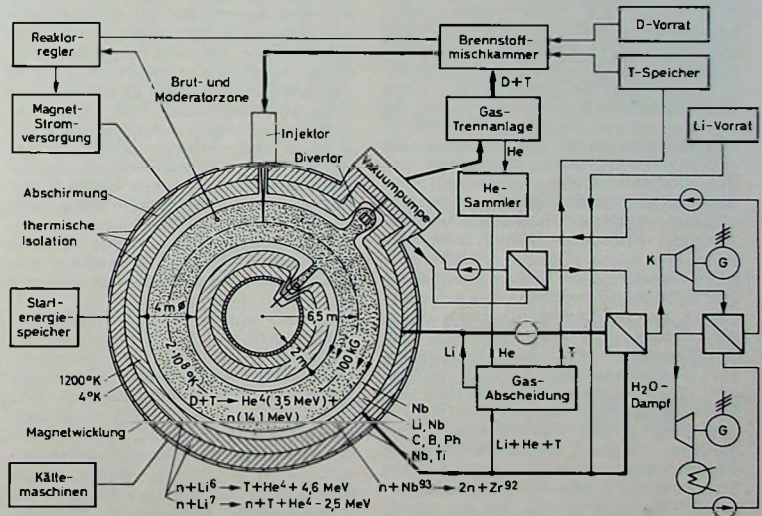


Bild 2. Prinzipieller Aufbau eines Fusionsreaktors

tische Einschluß eines auf etwa 100 × 10⁴ °C erhitzten Deuterium-Tritium-Plasmas, zu lösen. Dieses Ziel wird nur auf einem langen und mühsamen Weg zu erreichen sein, wobei aus prinzipiellen Gründen schon im experimentellen Stadium stufenweise große Anlagen errichtet werden müssen. Die fusionsorientierte Forschung und die zugehörige Technologie befinden sich in einer

flüssigen Lithium selbst (oder auch Helium-Gas in Kühlrohren unter hohem Druck) - einem thermodynamischen Prozeß zugeführt wird. Lithium verwendet man wegen seiner Eigenschaft, mit schwach moderierten Neutronen das in der Natur nicht vorkommende Tritium zu brüten. Als Strukturmaterial für den Mantel der dicken Toruswand ist Niob geeignet.

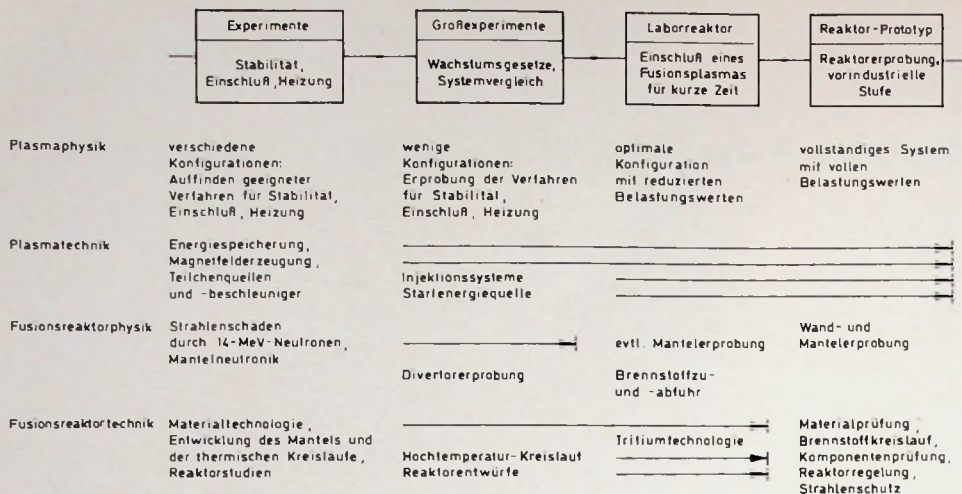


Bild 3. Ablaufplan zur Fusionsreaktorentwicklung

Die innere Begrenzung der Mantelzone, die durch die aus Molybdän oder ebenfalls aus Niob bestehende Vakuumwand gebildet wird, ist in mehrfacher Hinsicht eine schwierige Reaktorkomponente. Sie steht unter Neutronenbeschuss mit 14 MeV und einigen 10^{14} $\frac{s}{cm^2}$ und ist

die thermisch am stärksten beanspruchte Stelle im Reaktor. Die äußere Mantelzone bildet eine Strahlungsabschirmung für die außenliegende supraleitfähige Magnetfeldwicklung. Der ganze Reaktor wird wie üblich von einer biologischen Abschirmung umschlossen.

Der Brennstoffdurchsatz eines Fusionsreaktors ist verhältnismäßig hoch, das heißt, je Reaktionszyklus wird nur $\frac{1}{100} \dots \frac{1}{1000}$ der jeweiligen Füllung verbrannt, damit die Gaszusammensetzung sich nicht wegen des entstehenden Heliums so weit verändert, daß der Reaktor erlischt. Das bedeutet, daß zum wirtschaftlichen Betrieb eine Reinigung des Abgases von der He-Asche und dessen Rückführung in die Brennkammer erforderlich ist, wobei Deuterium aus dem Vorrat und ein Teil des aus dem Lithium-Kreislauf abgeschiedenen gebrauchten Tritiums zugesetzt werden. Aus dem Lithium-Kreislauf muß man außerdem das als Asche der Brutprozesse entstehende Helium entfernen. Der hohe Brennstoffdurchsatz erfordert sehr hohe Teilchenströme von einigen 10^{23} Atomen/s bei der Injektion und entsprechende Sauggeschwindigkeiten der Vakuumpumpen auf der Abgasseite. Dabei besteht die Forderung, daß die abgesaugten Teilchen des heißen Brennstoffes die Vakuumwand nicht berühren dürfen, jedenfalls nicht an Stellen, von denen aus zerstäubtes Wandmaterial ins Plasma gelangen kann. Eine Einrichtung, die diese Aufgabe erfüllt, ist der sogenannte Divertor, in dem bis zu 16 % der thermokernaren Energie auftreten.

Um die komplexe Technologie eines solchen Reaktors zu kennzeichnen, ist es nützlich, einige Daten und Dimensionen zu nennen. Erste Berechnungen der Neutronenökonomie und der Strahlungsabschirmung sowie Abschätzungen der benötigten Magnetfelder von etwa 100 kG liefern Manteldicken von 1,75 bis 2 m. Daraus ergibt sich bei den optimalen, nämlich gleichen Brennkammerradii

ein kleiner Torusdurchmesser von 7 bis 8 m. Erste Wirtschaftlichkeitsvergleiche und die durch die Kühlung begrenzte Belastungsfähigkeit der Vakuumwand führen weiterhin zu einer möglichen thermokernaren Leistung von 140 bis 160 MW je laufendem Meter Reaktorlänge. Die mögliche Mindestleistung ergibt sich dann konstruktiv aus der Überlegung, welcher kleinste Durchmesser wegen der Magnetfeldüberhöhung am Torusinnenumfang zulässig ist. Man findet einen großen Torusdurchmesser von 10 bis 13 m, und damit erhält man die thermokernare Leistung zu etwa 5 ... 7 GW, was einer elektrischen Leistung von etwa 2000 bis 3000 MW entspricht. Das Magnetfeldvolumen beträgt dabei rund 4000 m³ und der Energieinhalt des magnetischen Feldes etwa 10 GWs. Die Spulenkräfte erreichen einige 100 000 Tonnen, und die Kühlleistung für die supraleitenden Spulen ist etwa 5 ... 10 kW bei 4,2 °K. Je Tag werden rund 14 kg Deuterium und 21 kg Tritium verbrannt. Dabei ist radioaktives Tritium kontinuierlich nur in einer Menge von bis zu 10 kg im gesamten System vorhanden, was bezüglich Aktivität des Inventars etwa einem Millionstel des Wertes für einen schnellen Brutreaktor gleicher Leistung entspricht. Zum Start des Fusionsreaktors wird voraussichtlich eine Leistung etwa gleich seiner thermokernaren Leistung kurzzeitig benötigt. Ähnliche Werte muß ein verlustarmer Zwischenspeicher beherrschen, der bei einem gepulst betriebenen Reaktor die Energie des einschließenden Magnetfeldes jeweils zwischen den Pulsen aufzunehmen hätte. Aus dem Gesagten wird klar, daß – ausgehend von den heutigen Plasma-Experimenten, die im Einzelfall Investitionen bis zu 50 Mill. DM in fünf Jahren erfordern – schrittweise mit der sich abzeichnenden Lösung des Einschließungsproblems verstärkte Anstrengungen unternommen werden müssen, Supraleitungstechnologie und Tieftemperaturtechnik, Vakuumtechnologie und Beschleunigertechnik sowie die Technik verlustarmer Energiespeicher zu den erforderlichen Leistungen weiterentwickeln. Dabei muß man zum Beispiel für die ersten sogenannten Fusionsexperimente mit Investitionen im Einzelfall von einigen hundert Mill. DM rechnen. Wichtig ist schon heute ein umfangreiches Basisprogramm, und

zwar besonders auf kerntechnischem und materialtechnischem Gebiet.

Bild 3 zeigt die vereinfachte Wiedergabe eines Ablaufplanes, der vom Reaktorausschuß des Instituts für Plasmaphysik zusammen mit einer ersten Studie zur Fusionsreaktorentwicklung herausgegeben wurde. Das Schema enthält die wesentlichen experimentellen Stufen bis hin zum Reaktor-Prototyp der Größenordnung 1 GW_{th}, die im Bereich plasmaphysikalischer Forschungsinstitute durchzuführen sind. Darunter sind die wichtigsten Arbeitsgebiete dargestellt: der Plasmaphysik, der Plasmatechnik, der Fusionsreaktorphysik und Fusionsreaktortechnik.

INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDschau

brachte im Dezemberheft 1970 unter anderem folgende Beiträge:

- Die Bedeutung des Know-how in der Elektroindustrie
- Entwicklungsautomatisierung bei Großrechenanlagen
- Computer 70 London
- Stabilität von Schichtwiderständen
- Zehn Jahre Institut für Plasmaphysik
- Berichte von der electronica 70
- Halbleiter-Funktionsbausteine und optoelektronische Bauelemente
- Moderne Maskentechnik
- Tagung „Erdefunkstellen-Technologie“
- III. Internationales Symposium „Neuerungen der Radio-Elektronik“ Varna (Bulgarien)
- Elektronik in aller Welt · Persönliches · Neue Erzeugnisse · Industriedruck-schriften · Kurznachrichten

Format DIN A 4 · monatlich ein Heft

Preis im Abonnement 14,25 DM vierteljährlich; Einzelheft 5,— DM zuzüglich Porto

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im In- und Ausland, durch die Post oder direkt vom Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH
1 Berlin 52 (Borsigwalde)

Thyristorwechselrichter für die unterbrechungsfreie Stromversorgung

Die netzunabhängige Stromversorgung wichtiger Verbraucher hat in den vergangenen Jahren immer größere Bedeutung gewonnen. Der Netzausfall von New York im Jahre 1965 und der vor einigen Jahren durch den Ausfall der Flughafenbefeuerung verursachte Absturz einer Passagiermaschine in Moskau waren sehr folgenschwere Unterbrechungen der Stromversorgung. Große Schäden können jedoch auch entstehen, wenn bei einer Netzstörung ein Prozeßrechner ausfällt, der im Realtime-Verfahren arbeitend die Fertigung eines Stahlwerkes steuert oder den Standort von Weltraumstationen berechnet. Außerdem dürfen bei einem Netzausfall die Steuerkreise einer Raffinerie oder eines Kraftwerkes nicht unterbrochen werden, die Walzen einer Glasfabrik nicht stehenbleiben, Richtfunk- und Fernmeldeverbindungen nicht abreißen, und die medizinische Versorgung muß aufrechterhalten bleiben.

Mit der Anzahl der Einsatzgebiete sind die Anforderungen an Sicherheitsstromversorgungs-Anlagen in den vergangenen Jahren ständig gestiegen. Neben höchster Betriebssicherheit werden insbesondere für Computer immer bessere statische und dynamische Eigenschaften der Wechsellastspannung verlangt. Diese Anforderungen können von den bis vor zehn Jahren ausschließlich verwendeten Maschinenumformern zum Teil nicht mehr erfüllt werden. Insbesondere dort, wo eine wartungs- und verschleißfreie Anlage gewünscht wird, oder dort, wo Spannung und Frequenz von der Belastung unabhängig sein müssen, ist der Einsatz eines statischen Thyristorwechselrichters vorteilhaft.

1. Sicherheitsstromversorgungs-Anlage mit Thyristorwechselrichter

Die im Bild 1 dargestellte Stromversorgungsanlage besteht aus einem Gleichrichter, einem Wechselrichter (WR) und

einer Batterie, aus der die Verbraucher bei einem Netzausfall weiterversorgt werden. Ist mit längeren Netzausfällen zu rechnen und soll während dieser Zeit die Stromversorgung aufrechterhalten werden, dann ist zusätzlich ein Dieselaggregat als Netzersatzanlage erforderlich, um die Batterie in wirtschaftlicher Größe halten zu können. Je nachdem, ob und wie lange die Verbraucher bei einem Netzausfall eine Spannungsunterbrechung vertragen, wird entweder Anlauf-, Mitlauf- oder Dauerbetrieb gewählt. Beim Anlaufbetrieb wird der Verbraucher normalerweise aus dem Netz gespeist. Der WR läuft erst bei einem Netzausfall innerhalb von 200 bis 500 ms an und übernimmt die Versorgung. Ist diese Unterbrechung zu lang, wird Mitlaufbetrieb gewählt, und die Verbraucher werden bei einem Netzausfall innerhalb von 50 bis 150 ms auf den bereits laufenden WR umgeschaltet. Vertragen die Verbraucher überhaupt keine Spannungsunterbrechung, dann müssen sie ständig vom WR versorgt werden.

1.1. Thyristorgleichrichter

Seit einigen Jahren werden für Sicherheitsstromversorgungs-Anlagen ausschließlich Thyristorgleichrichter eingesetzt. Die Leistung des jeweiligen Gleichrichters hängt von der vorgesehenen Betriebsart der Anlage ab. Bei Anlaufbetrieb muß er den Ladestrom der Batterie und bei Mitlaufbetrieb zusätzlich den Leerlaufstrom des Wechselrichters aufbringen. Bei Dauerbetrieb und wenn eine Netzersatzanlage vorhanden ist, muß der Gleichrichter für den Ladestrom der Batterie und den vollen WR-Strom dimensioniert sein. Er muß in der Lage sein, die Batterie nach einem Netzausfall innerhalb kurzer Zeit wieder aufzuladen und anschließend die Erhaltungsladung sicherzustellen. Es ist durch entsprechende Siebung dafür zu sorgen, daß der an die Batterie abgegebene Oberwellen-

Batterie hängt von der gewünschten Entladezeit ab, in der die Spannung nicht unter die Mindestspannung des WR absinken darf. Als Näherungsformel für die Batteriekapazität kann

$$K = \frac{P_N \cdot t}{U_{gm} \cdot \eta_w}$$

angegeben werden (mit P_N als Verbraucherleistung, t als erforderlicher Entladezeit, U_{gm} als mittlerer Gleichspannung [etwa $1/2 \cdot (U_{gmax} + U_{gmin})$], η_w als Wechselrichter-Wirkungsgrad).

Dabei ist zu berücksichtigen, daß die Nennkapazität einer Batterie auf fünf-stündige Entladung bezogen ist. Wird die Batterie in kürzerer Zeit entladen, so ist die entnehmbare Kapazität infolge des Innenwiderstands geringer. Einer Bleibatterie können zum Beispiel bei einständiger Entladung nur etwa 50 % und bei 15-Minuten-Entladung nur etwa 25 % ihrer Nennkapazität entnommen werden.

Stahlbatterien haben einen kleineren Innenwiderstand als Bleibatterien. Bei Stahlbatterien ist deshalb für Schnellentladungen das Verhältnis von entnehmbarer Kapazität zur Nennkapazität günstiger. Bei einständiger Entladung gibt die Stahlbatterie etwa 95 % und bei 15-Minuten-Entladung immer noch 65 % ihrer Nennkapazität ab. Ist eine kurze Entladezeit vorgesehen, kommt man deshalb bei einer Stahlbatterie mit einer kleineren Nennkapazität aus als mit einer Bleibatterie. Auf der anderen Seite ist jedoch die Stahlbatterie für einständige Entladezeit fast doppelt so teuer wie die entsprechende Bleibatterie.

Bei der Entscheidung zwischen Stahl- und Bleibatterie sind noch weitere Faktoren wie beispielsweise Gewicht, erforderliche Grundfläche, zulässige Oberwellenbelastung usw. zu berücksichtigen.

1.3. Thyristorwechselrichter

Neben höchster Betriebssicherheit werden von den Verbrauchern an den Wechselrichter im allgemeinen folgende Forderungen gestellt:

- Spannung und Frequenz unabhängig von der Belastung und Höhe der Speisespannung
- Ausgangsspannung sinusförmig; geringer Oberwellengehalt
- Kurzzeitig überlastbar und kurzschlußfest. Bei einem Verbraucherkurzschluß darf der WR nicht ausfallen oder abgeschaltet werden
- Sonderwünsche wie z. B. Funkentstörung, erhöhter Bedienungs-, Signalisierungs- und Überwachungskomfort müssen erfüllt werden können.

2. Betriebssicherheit

Für selbstgeführte Stromrichter wurden in den vergangenen Jahren zahl-

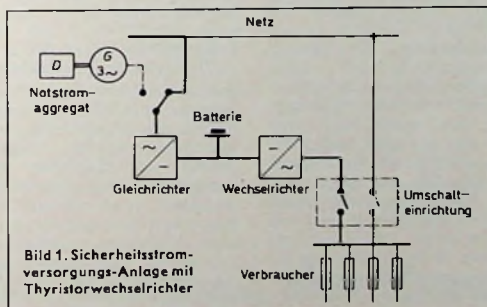


Bild 1. Sicherheitsstromversorgungs-Anlage mit Thyristorwechselrichter

Dipl.-Ing. J. Schmidt ist Gruppenleiter der Geräteentwicklung bei AEG-Telefunken, Fachgebiet Leistungshalbleiter, Belecke/Westf.

Nach einem Vortrag anlässlich einer Fachpressekonferenz am 8. 12. 1970 in Belecke/Westf.

strom innerhalb der zulässigen Grenzen bleibt.

1.2. Batterie

Für Sicherheitsstromversorgungs-Anlagen werden sowohl Stahl- als auch Bleibatterien verwendet. Die Größe der

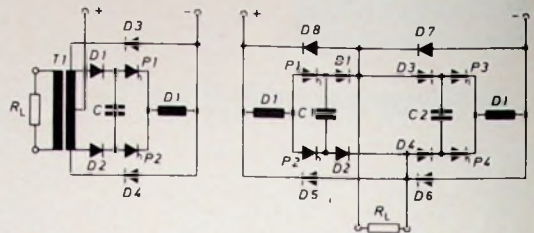
reiche Schaltungen entwickelt, die man nach der Art der Löschung der stromführenden Thyristoren in drei Gruppen einteilt. Bei den Schaltungen mit Phasenfolgelöschungen werden die jeweils stromführenden Thyristoren durch das Zünden der Thyristoren der folgenden Phase gelöscht. Bei Wechselrichtern mit Summenlöschung wird eine zentrale Kommutierungsschaltung für die Löschung sämtlicher Thyristoren verwendet. Bei diesem Beispiel handelt es sich um die aus vier Hilfsthyristoren und einem Kommutierungskondensator bestehende sogenannte Viererlöschschaltung.

Bei der Einzellöschung ist jedem Thyristor des WR eine Löschschaltung zugeordnet. WR mit Summen- oder Einzellöschung sind einerseits erheblich aufwendiger und in der Steuerung komplizierter als WR mit Phasenfolgelöschung. Andererseits ist es jedoch bei Wechselrichtern mit Summen- und Einzellöschung möglich, bei entsprechender Ansteuerung dafür zu sorgen, daß die Ausgangsspannung des Wechselrichters in bestimmten Zeitbereichen, in denen kein Thyristor gezündet ist, zu Null wird. Welches Steuerverfahren eingesetzt wird, hängt von den Verbrauchern ab.

Pulsweitensteuerung und Unterschwingungsverfahren sind unter anderem wegen des geringen Oberwellengehaltes der Ausgangsspannung bei Wechselrichtern mit veränderbarer Frequenz zweckmäßig und werden vorwiegend in der Antriebstechnik eingesetzt. Bei Wechselrichtern für Sicherheitsstromversorgungs-Anlagen können wegen der konstanten Frequenz auf die Grundwelle abgestimmte Filterkreise eingesetzt werden, und es ist deshalb nicht erforderlich, den Oberwellengehalt durch komplizierte Steuerverfahren zu verringern. Diese Wechselrichter können deshalb mit der relativ einfachen Anschnittsteuerung betrieben werden.

Wegen der erforderlichen hohen Betriebssicherheit und aus Wirtschaftlichkeitsgründen werden bei Sicherheitsstromversorgungs-Wechselrichtern weder komplizierte Steuerverfahren noch aufwendige Kommutierungsschaltungen eingesetzt. Insbesondere die beiden im Bild 2 gezeigten WR-Grundsaltungen, die zur Gruppe der Schaltungen mit Phasenfolgelöschung gehören, haben sich sehr bewährt. Die Gegentaktschaltung wird wegen der erhöhten Spannungsbeanspruchung der Bauteile für niedrige Gleichspannungen (etwa bis 110 V) und die Brückenschaltung für höhere Gleichspannungen eingesetzt. Bei der Gegentaktschaltung wird durch das Zünden des Thyristors P2 die Kondensatorspannung U_C als negative Sperrspannung an den Thyristor P1 gelegt, wodurch dieser gelöscht wird. Eine Halbwelle später erfolgt der gleiche Vorgang in umgekehrter Richtung, indem durch das Zünden von P1 der Thyristor P2 gelöscht wird. Die Entladezeit des Kommutierungskondensators muß bei jeder beliebigen Belastung und Speisespannung größer als die Freiwerdezeit des zu löschenden Thyristors sein. Die Sperrdioden D1 und D2 verhindern das Entladen des Kommutierungskondensators über die Last. Die

Bild 2. Wechselrichter-Grundsaltungen; links: Gegentaktschaltung mit Blindstromdioden und Reihendioden, rechts: Brückenschaltung mit Blindstromdioden und Reihendioden



Petersen- oder Blindstromdioden ermöglichen es, induktive und kapazitive Verbraucher anzuschließen.

Die im Bild 2 gezeigte Brückenschaltung arbeitet entsprechend. Hier werden die stromführenden Thyristoren P1 und P4 durch das Zünden der Thyristoren P2 und P3 gelöscht und umgekehrt. Auch bei dieser Schaltung verhindern die Dioden D1 bis D4 das Entladen der Kommutierungskondensatoren über die Last, und die Blindstromdioden D5 bis D8 übernehmen den vor- oder nachteilenden Laststrom. Da die Gegentaktschaltung und die Brückenschaltung mit Phasenfolgelöschung arbeiten, kann die zwangsläufig rechteckförmige Ausgangsspannung nicht direkt gesteuert werden, sondern das muß indirekt durch Phasenschwenkung mehrerer derartiger Rechteckwechselrichter erfolgen.

3. Ansteuerung und Siebung

3.1. Spannungssteuerung durch Phasenschwenkung

Bei der Spannungssteuerung durch Phasenschwenkung mehrerer Wechselrichtersätze liefert jeder der beiden WR-Sätze eine Rechteckspannung und ist mit einem Transformator belastet. Die Sekundärwicklungen der beiden Transformatoren sind in Reihe geschaltet, so daß ihre Spannungen addiert werden. Der WR-Satz wird von einem Oszillator über einen Verstärker angesteuert. Die Steuerspannung des zweiten WR-Satzes wird durch ein Phasenschwenkglied um den Winkel α gegenüber der Steuerspannung des ersten Satzes verschoben. Mit Hilfe eines Reglers, der die sinusförmige Ausgangsspannung erfaßt, wird die Phasenschwenkung so groß gehalten, daß die Verbraucherspannung unabhängig von der Belastung und Speisespannung des WR dem Nennwert entspricht.

Drehstromwechselrichter für Sicherheitsstromversorgungs-Anlagen werden nach dem gleichen Prinzip gesteuert. Dabei steuert man drei einphasige Wechselrichter um jeweils 120° phasenverschoben an und faßt die Ausgangsspannungen zu einem Drehstromsystem zusammen. Die drei Einphasenwechselrichter können entweder durch den Einsatz eines Reglers mit gleichem Steuerwinkel arbeiten (Summenregelung), oder jedem Wechselrichter ist ein eigener Regler zugeordnet (Einzelphasenregelung).

3.2. Wechselstromsiebung für sinusförmige Spannung

Um aus der angeschnittenen Rechteckspannung die Oberwellen herauszusieben, hat sich eine Siebkette als optimal erwiesen, die aus einem auf die Grund-

welle abgestimmten Reihenresonanzkreis, einem parallel zum Ausgang geschalteten Kondensator, einem Saugkreis für die dritte Oberwelle und einer zur Kompensation dazu parallel geschalteten Drossel besteht. Mit Hilfe dieser Siebkreis Kombination wird eine nahezu sinusförmige Verbraucherspannung erreicht. Die Reihendrossel hat zusätzlich die Aufgabe, den bei einem Verbraucher kurzschluß auftretenden Strom auf einen Wert zu dämpfen, der von dem WR noch kommutiert werden kann. Außerdem ist die Größe der bei einem Laststoß bis zum Eingriff der Regelung auftretenden dynamischen Spannungsabweichung weitgehend von der Reihendrossel abhängig.

Die parallel zum Ausgang des Wechselrichters geschalteten Siebkreise, der Saugkreis und der Parallelkreis Kondensator müssen zusätzlich die von nichtlinearen Verbrauchern erzeugten Oberwellen aufnehmen. Im allgemeinen sind an einem WR nicht nur lineare Verbraucher wie Widerstände, Drosseln und Kondensatoren, sondern auch nichtlineare Verbraucher wie zum Beispiel anschnittgesteuerte Gleichrichter oder Wechselstromsteller, Netzergeräte und gesättigte Transformatoren angeschlossen, deren Strom sehr oberwellenhaltig ist.

3.3. Gleichstromsiebung hält Oberwellen von der Batterie fern

Der Gleichstrom eines Wechselrichters ist je nach Größe und Leistungsfaktor der Verbraucher, Art der Kommutierung und Größe des Steuerwinkels mehr oder weniger wellig. Um den Oberwellenanteil dieses Stromes von der Batterie fernzuhalten, wird im Eingang des WR ein LC-Glied angeordnet, dessen Kondensator diese Oberwellen aufnimmt.

4. Technische Daten der Thyristorwechselrichter

Bei entsprechender Dimensionierung können von Thyristorwechselrichtern nahezu sämtliche Verbraucherforderungen erfüllt werden. Um die Wechselrichter für möglichst viele Anwendungsfälle gleich auszuführen und den Aufwand nicht unnötig hoch zu treiben, haben sich auf Grund einiger hundert Verbraucherspezifikationen eine maximale Spannungsabweichung von 1 % bis 2 %, ein Klirrfaktor von $k \leq 5\%$ und eine maximale Frequenzabweichung von 0,5 % als zweckmäßig technische Daten erwiesen. Diese Werte werden bei maximalen Speisespannungsschwankungen und im gesamten Belastungsbereich eingehalten. Außerdem sind die Wechselrichter kurzschlußfest. Da bei einem Dauerkurzschluß der Ausgangsstrom auf den ein-

bis zweifachen Wert des Nennstromes begrenzt wird, ist es zweckmäßig, die Verbraucher auf mehrere Stromkreise aufzuteilen und jeden dieser Kreise mit einer maximalen trägen Sicherung von $\frac{1}{3} I_N$ abzusichern. Tritt in einem der Verbraucherkreise ein Kurzschluß auf, dann ist der Wechselrichter in der Lage, die jeweilige Sicherung auszulösen und anschließend die übrigen Verbraucher weiter zu speisen. Werden die Verbraucherkreise stärker abgesichert, kann der WR infolge seiner Strombegrenzung die Sicherung nicht mehr auslösen.

5. Gesicherte Stromversorgungsanlage für total unterbrechungsfreie Speisung

Obwohl die Betriebssicherheit der WR-Anlagen, insbesondere bei Anwendung der WR-Grundsaltungen, sehr groß

5.1. Erhöhte Sicherheit durch elektronische Umschalteneinrichtung

Vor 2½ Jahren wurde von AEG-Telefunken die elektronische Umschalteneinrichtung (EUE) entwickelt, mit der es möglich ist, wichtige Verbraucher bei einem Ausfall der Stromversorgungsanlage garantiert unterbrechungsfrei auf das Netz oder über das Netz auf eine Reserveanlage umzuschalten.

Bild 3 zeigt den Aufbau einer gesicherten Stromversorgungsanlage mit EUE. Die Anlage unterscheidet sich von der normalen Sicherheitsstromversorgungsanlage dadurch, daß zwischen dem Netz und den Verbrauchern ein Thyristorschutz angeordnet ist. Eine Synchronisierereinrichtung sorgt für ständige Phasengleichheit von Netz- und WR-Spannung. Die Siebkreise des Wechselrichters bewirken, daß sich die Aus-

Bild 4 zeigt das Oszillogramm der Verbraucher- und der WR-Spannung bei einer WR-Störung. Während der Überlappungszeit von WR und Netz wird dem gestörten WR die Netzspannung aufgedrückt, so daß die Verbraucherspannung keinerlei Veränderung aufweist. Voraussetzung für diesen guten Spannungsverlauf ist, daß die Störung im Inneren des WR erfaßt wird, bevor sich die Ausgangsspannung verändert. Würde man nur die Ausgangsspannung überwachen, gäbe es bei einer Störung erhebliche dynamische Spannungsabweichungen, denn die Überwachung müßte verzögert werden, damit sie nicht bei jedem durch einen Laststoß verursachten Spannungseinbruch anspricht.

Wegen des einfachen Prinzips und der guten dynamischen Eigenschaften der Spannung im Störfall hat sich die

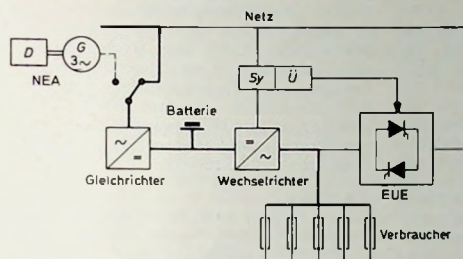
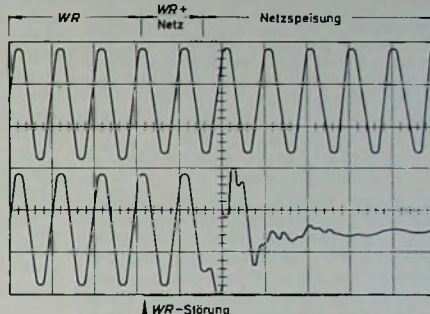


Bild 3. Gesicherte Stromversorgungsanlage mit elektronischer Umschalteneinrichtung (EUE)

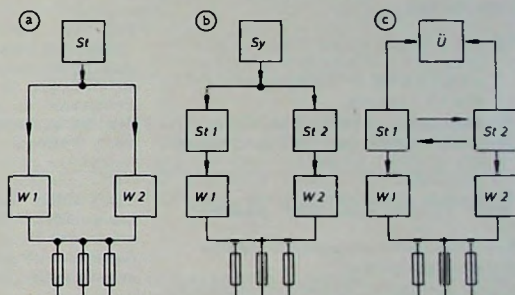
Bild 4. USV-Anlage mit elektronischer Umschalteneinrichtung (Leistung der Anlage 20 kVA); oben: Verbraucherspannung bei Wechselrichterausfall, unten: Spannungsverlauf am Wechselrichter;



ist, wird seit einigen Jahren bei der Speisung wichtiger Verbraucher erhöhte Sicherheit beziehungsweise Redundanz verlangt. Diese Verbraucher sollen sowohl bei einem Netzausfall als auch bei einem eventuellen Ausfall der WR-Anlage unterbrechungsfrei versorgt werden. Außerdem dürfen im Störfall keine unzulässigen Spannungsabweichungen auftreten. Diese Forderungen können entweder mit einer unterbrechungsfrei arbeitenden elektronischen Umschalteneinrichtung (EUE) oder mit dem Teillast-Parallelbetrieb mehrerer Wechselrichter erfüllt werden.

Eine dritte Möglichkeit wäre der Parallelbetrieb eines Wechselrichters mit dem Netz derart, daß die Verbraucher bei einem Netzausfall vom Wechselrichter und bei einem Wechselrichterausfall vom Netz weiterversorgt werden. Technisch ist diese Lösung zwar möglich, sie scheidet jedoch bei spannungsempfindlichen Verbrauchern aus, weil bei einem Netzausfall die dynamischen Spannungsabweichungen zu groß sind. Bis zum Abtrennen des Netzes bricht nämlich die Spannung zusammen, weil das Netz für den Wechselrichter eine kurzschlußartige Belastung darstellt.

Bild 5. Parallelbetrieb mehrerer Wechselrichter; a) mit gemeinsamem Steuergerät, b) mit gemeinsamem Synchronisieroszillator, c) durch gegenseitige begrenzte Beeinflussung (Teillast-parallelbetrieb); St Wechselrichter-Leistungsteil, Sy Synchronisieroszillator, W Wechselrichter (Mutteroszillator), Ü Überwachungsorgane



gangsspannung bei einer Störung nicht plötzlich ändern kann. Je nach Größe der Belastung und Art der Störung dauert es 5 bis 10 ms, bis eine Abweichung der Verbraucherspannung auftritt. Diese Zeit reicht aus, um die Störung mit elektronischen Überwachungsorganen zu erfassen und das Thyristorschütz zu zünden, über das jetzt die Verbraucher vom Netz versorgt werden. Erst anschließend wird der gestörte WR abgetrennt.

EUE, insbesondere bei der Speisung sehr empfindlicher Rechner und bei der Speisung von Meß- und Steuerkreisen in Raffinerien, gut bewährt.

Will man nach dem Ausfall der Stromversorgungsanlage mit der EUE nur möglichst kurze Zeit Netzspeisung haben, ist es zweckmäßig, eine zweite, normalerweise in Reserve stehende Anlage dafür einzusetzen. Auf diese wird dann im Störfall automatisch und unterbrechungsfrei umgeschaltet.

Es gibt jemand, der Ihnen zur Hand geht, wenn Transistoren überhand nehmen.

Heninger Servis

6. Parallelbetrieb mehrerer Wechselrichter

Um Wechselrichter ausgangsseitig parallel zu schalten, müssen Frequenz, Amplitude und Phasenlage der Spannungen übereinstimmen. Andernfalls würden kurzschlußartige Ausgleichsströme fließen. Beim gesicherten oder redundanten Parallelbetrieb sollte möglichst kein zentrales Bauteil vorhanden sein, dessen Störung zu einem Totalausfall führen könnte. Außerdem müssen sämtliche Störungen unverzüglich erfaßt und das gestörte Gerät abgeschaltet werden, bevor infolge der Ausgleichsströme größere Spannungsabweichungen auftreten. Die verschiedenen Techniken des Parallelbetriebes sind im Bild 5 dargestellt.

6.1. Parallelbetrieb mit zentralem Steuergerät

Diese Technik (Bild 5a) erfordert den geringsten Aufwand, bietet jedoch auch nur wenig Sicherheit gegen einen Totalausfall und wird lediglich eingesetzt, um die Leistung einer vorhandenen Anlage zu vergrößern.

6.2. Parallelbetrieb mit zentralem Synchronisieroszillator

In dieser Technik (Bild 5b) werden mehrere vollständige Wechselrichter von einem zentralen Oszillator – Muttersynchronisator – synchronisiert. Die Sicherheit vor einem Totalausfall ist hier bereits sehr groß, denn lediglich der Ausfall des zentralen Oszillators kann dazu führen.

6.3. Redundanter Teillast-Parallelbetrieb ohne zentrale Steuereinrichtungen

Die höchste Sicherheit gegen einen Totalausfall bietet der Teillast-Parallel-

betrieb, der keine zentralen Einrichtungen enthält, die zu einem Totalausfall führen können (Bild 5c). In dieser Technik beeinflussen sich mehrere völlig selbständige Wechselrichter gegenseitig. Sie arbeiten normalerweise mit Teillast. Durch die Überwachungsorgane wird bei einer Störung das gestörte Gerät unverzüglich ermittelt und abgetrennt. Die im Parallelbetrieb weiterarbeitenden Geräte übernehmen die gesamte Verbraucherlast. Der redundante Teillast-Parallelbetrieb wurde vor rund fünf Jahren von AEG-Telefunken für die Bundespost entwickelt und hat sich seither in zahlreichen Anlagen bewährt. Die seinerzeit auf Einphasengeräte beschränkte Technik wurde inzwischen auf Drehstromwechselrichter erweitert.

Im Bild 6 ist das Blockschaltbild einer redundanten Stromversorgungsanlage dargestellt, die aus vier parallel arbeitenden Wechselrichtern besteht. Jedes Aggregat ist normalerweise mit $\frac{1}{4}$ seiner Nennleistung belastet. Erst bei Ausfall eines Wechselrichters übernehmen die übrigen Geräte die volle Last. Die installierte Reserveleistung ist um so geringer, je mehr Geräte parallel arbeiten. Beim Teillast-Parallelbetrieb von vier Wechselrichtern beträgt die Reserveleistung $33\frac{1}{3}\%$, bei drei Geräten 50 % und bei zwei Geräten 100 % der Verbraucherleistung. Die dynamischen Eigenschaften der Verbraucherleistung sind um so besser, je mehr Wechselrichter parallel arbeiten.

Für die künftige Entwicklung von Sicherheitsstromversorgungsanlagen sind nicht zuletzt auf Grund der guten Erfahrungen in den letzten Jahren zwei Tendenzen zu erkennen. Einmal werden die Anlagenleistungen immer größer. Während vor zwei Jahren das

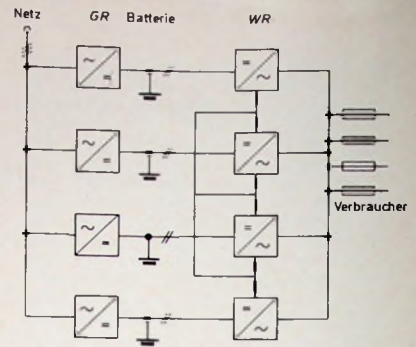


Bild 6. Gesicherte Stromversorgungsanlage für $\frac{1}{4}$ -Last-Parallelbetrieb; GR Gleichrichter, WR Wechselrichter

Schwergewicht der Typenleistungen von Drehstromwechselrichtern bei 30 bis 60 kVA lag, werden heute vorwiegend 90-kVA- und 120-kVA-Geräte gefertigt. Außerdem wird die in den nächsten Jahren zu erwartende rasche Weiterverbreitung von Rechenanlagen und die schon heute laufende Projektierung von Großrechnern mit Anschlussleistungen von fast 1000 kVA der gesicherten beziehungsweise redundanten Stromversorgungsanlage ein großes Einsatzgebiet erschließen.

Schrifttum

- [1] • Bedford, B. D., u. Hoft, R. G.: Principles of inverter-circuits. London 1964, J. Wiley & Sons
- [2] • Heumann, K., u. Stumpe, A. C.: Thyristoren. Stuttgart 1969, B. G. Teubner
- [3] • Benndorf, H., u. Lutz, K.-W.: Netzunabhängige Stromversorgung Nachrichtentechnischer Geräte im EVU-Bereich. Elektrizitätswirtschaft Bd. 67 (1968) Nr. 12, S. 315-319
- [4] • Schmidt, J.: Gesicherte unterbrechungsfreie Stromversorgungsanlagen mit Thyristor-Wechselrichtern. ETZ-B Bd. 29 (1969) Nr. 16, S. 387-392

Für Werkstatt und Labor

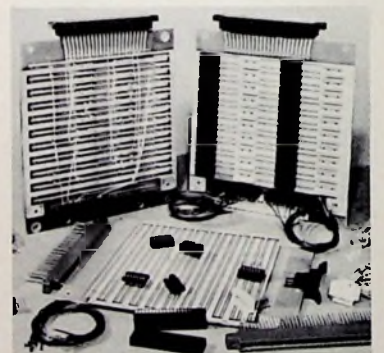
Anschlußklemmen passend zu den Bedienungsknöpfen

Neben den vielen Arten von Mehrfachsteckverbindungen für elektronische Anlagen braucht man für Meß- und Prüfgeräte immer noch die altbekannten Apparatklemmen, Polklemmen oder Schraubklemmen, um Bananensteckerschnüre oder Einzeldrähte sicher und zuverlässig anzuschließen. Elma-Ryam hat nun einen neuen Typ von Anschlußklemmen entwickelt. Form und Farbe (Blau, Lichtgrau, Signalrot, Schwarz oder Gelb) der Isolierteile sind auf die Elma-Drehknöpfe abgestimmt. Mechanisch besteht die Anschlußklemme aus dem präzise gedrehten und vernickelten Buchsenteil. Es verträgt Dauerströme bis 15 A; dabei bleibt der Durchgangswiderstand kleiner als zwei Milliohm. Die Querbohrung für Drahtanschlüsse sitzt satt über dem kräftigen Flansch mit der angefrästen Drehsicherung, so daß die zu befestigenden Drahtenden nicht abgequetscht werden können. Aus schlagzähem und wärmebeständigem Kunststoff besteht der gerändelte Schraubkopf mit der eingepreßten Metallbuchse. Das feingängige Gewinde ermöglicht leichtes und sicheres Anziehen. Zwei Isolierscheiben aus dem glei-

chen zähen Kunststoff bewirken eine bis zu 2500 V spannungsfeste Isolation gegen das Metallchassis oder die Frontplatte bei niedriger Streukapazität und zuverlässiger Drehsicherung.

Halterungssystem für integrierte Schaltungen

Die von TI vertriebenen Select-A-Wrap-Montagebretter, die sich sowohl für Versuchsaufbauten als auch für serienmäßige Halterung von integrierten Schaltungen eignen, haben alle Vorzüge von nach Kundenwunsch angefertigten Wickeldraht (wire wrap)-Montagebrettern, wobei sie jedoch ab Lager beziehbar sind und keine gesonderten Anfertigungskosten verursachen. Die Verbindungsbretter sind mit 14- oder 16poligen Sockeln für integrierte Schaltungen in beliebiger Kombination ausrüstbar. Die Sockel sind mit auswechselbaren Kontakten versehen und in größtmöglicher Dichte angeordnet. Zur besseren Stromverteilung und aus Gründen möglichst guter Abschirmung sind sämtliche Anschlußstifte zwischen einem Erd- und einem Stromzuführungsblech angeordnet. Der Benutzer kann die gewünschten Anschlußstellen und die Stellen, an denen Erde und Speisespannungen zugeführt werden sollen, auf einer Entwurfsskizze kennzeichnen und das Verlöten TI überlassen. Er kann die Löt-



arbeiten aber auch mit Hilfe von Löt-schablonen und Überbrückungskappen, die von TI erhältlich sind, selbst ausführen.

Es sind drei verschiedene Serien, jeweils in Dual-Edgeboard-Ausführung, lieferbar. Das „IC-6400“, ein $\frac{1}{16}$ -Zoll-Montagebrett in Dual-22-Edgeboard-Ausführung, ist mit bis zu 40 14poligen Sockeln oder 32 16poligen Sockeln ausgerüstet. „IC-600“ und „IC-800“ nehmen je bis zu 70 14polige oder 60 16polige Sockel auf. Die Serie „IC-8000“ ist ein $\frac{1}{8}$ -Zoll-Montagebrett mit bis zu 100 14poligen oder 90 16poligen Sockeln.

Feldeffekttransistoren

1. Einleitung

Die Wirkungsweise aller Feldeffekttransistoren (FET) beruht darauf, daß der Stromfluß in einem Halbleiter durch ein senkrecht zur Strombahn liegendes elektrisches Feld gesteuert wird. Schon in den Jahren 1933 und 1935 wurden Vorschläge für Feldeffekt-Halbleiter-Verstärkerelemente patentiert. Jedoch benötigte man damals zur Steuerung des Elektronenstroms sehr hohe Feldstärken, was die wirtschaftliche Anwendung ausschloß. Erst als die Herstellung von Halbleiter-Werkstoffen, in denen eine Art von Ladungsträgern überwiegt, möglich war, konnte dieses alte Prinzip wieder aufgegriffen werden. Heute sind die Feldeffekttransistoren vielseitig einsetzbare Bauelemente. Für viele Anwendungsfälle vereinigen sie nämlich in sich die am meisten geschätzten Eigenschaften sowohl der bipolaren Transistoren als auch der Elektronenröhren.

Der Aufbau und die Wirkungsweise der Feldeffekttransistoren wurden in der FUNK-TECHNIK bereits ausführlich beschrieben¹⁾. Daher werden im folgenden diese Themen nur kurz zur Wiederholung angeschnitten.

2. Sperrschicht-Feldeffekttransistor

2.1. Aufbau und Wirkungsweise

Sperrschicht-Feldeffekttransistoren bestehen aus einem Halbleitermaterial, zum Beispiel N-Silizium, das man sich bildlich etwa in Form eines sehr kleinen Stabes vorstellen kann. An den Stirnseiten sind sperrschichtfrei Kontaktflächen (S und D) angebracht (Bild 1). In die beiden Breitseiten sind

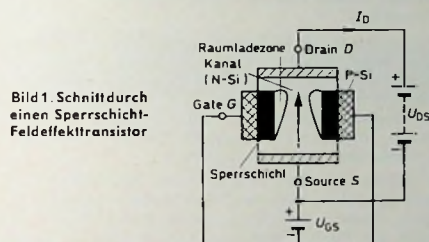


Bild 1. Schnitt durch einen Sperrschicht-Feldeffekttransistor

dagegen P-Zonen (G) einlegiert. Die dabei entstandenen PN-Übergänge liegen einander gegenüber. Legt man an die Anschlüsse S und D die Spannung U_{DS} , so fließt ein Elektronenstrom I_D von S (engl. source = Quelle) nach D (engl. drain = Abfluß). Da das Siliziumstäbchen N-leitend ist (N-Kanal), wird der Strom aus Majoritätsträgern gebildet.

Wird nun zusätzlich zwischen die Anschlüsse G (engl. gate = Tor) und S eine negative Spannung U_{GS} gelegt, dann kann der Strom von S nach D folgendermaßen gesteuert werden: Wegen der gewählten Polarität von U_{GS} arbeitet der PN-Übergang in Sperrichtung, wobei zu beiden Seiten der

Grenzfläche eine Raumladungszone entsteht (hier interessiert nur die Raumladung im Siliziumstab). Bei höher werdender negativer Spannung U_{GS} wird der stromführende Querschnitt des N-Kanals immer kleiner, so daß sich der Bahnwiderstand vergrößert und der Strom von S nach D verkleinert. Die Keilform der Sperrzone im Siliziumstab ist durch das Spannungsgefälle entlang der Strombahn im Kanal zu erklären.

2.2. Schaltzeichen und Bezeichnungsweise

Weil sich Feldeffekttransistoren in ihrem Verhalten wesentlich von bipolaren Transistoren unterscheiden, hat man davon abgesehen, die gleichen Elektrodenbezeichnungen wie beim Transistor zu verwenden. Der S-Pol „emittiert“ die Ladungsträger und wird deshalb Source (Quelle) genannt. Den D-Pol, der als Auffangelektrode wirkt, bezeichnet man mit Drain (Abfluß oder Senke) und den G-Pol, der den Ladungsträgerstrom steuert, mit Gate (Tor, Gatter).

Im Bild 2 sind die Schaltzeichen von Sperrschicht-Feldeffekttransistoren (FET) dargestellt, und zwar zeigt Bild 2a einen N-Kanal- und Bild 2b einen P-Kanal-FET. Da noch

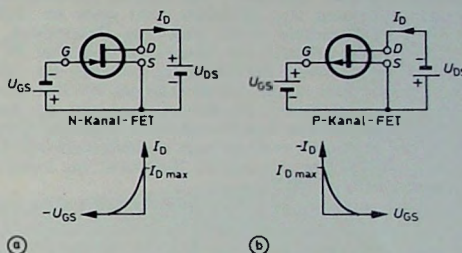


Bild 2. Schaltzeichen von FET; a) mit N-Kanal, b) mit P-Kanal

keine Schaltsymbole für Feldeffekttransistoren genormt sind, werden hier die Schaltzeichen der Firmen RCA und Valvo verwendet. Die ebenfalls im Bild 2 wiedergegebenen Kennlinien verdeutlichen noch einmal die Steuerwirkung des FET: Bei steigender Gate-Vorspannung nimmt der Drainstrom ab.

2.3. Kennlinien

Wie man aus der Wirkungsweise (Abschnitt 2.1.) eines Sperrschicht-Feldeffekttransistors ersieht, fließt durch den Kanal ohne angelegte Gatespannung ein hoher Strom. Bei steigender, richtig gepolter Spannung U_{GS} wird der Stromfluß von der Source zur Drain vermindert. In der I_D - U_{GS} -Kennlinie im Bild 3 ist dieses Verhalten dargestellt, wobei U_{DS} als Parameter mit angegeben wurde. Ebenfalls im Bild 3 erkennt man eine Ausgangskennlinienschar für einen Feldeffekttransistor. Die Spannung U_{GS} zwischen Gate und Source dient als Parameter, während die Spannung U_{DS} zwischen Drain und Source verändert wird. Wer Erfahrung mit Vakuumröhren hat, wird erkennen, daß die Kennlinien große Ähnlichkeit mit denen einer Pentode haben. Ohne Steuerspannung, also bei $U_{GS} = 0$, fließt ein hoher Strom, der mit wachsender Steuerspannung abnimmt. Einen solchen Transistor bezeichnet man als „depletion mode“ oder stromdrosselnden Typ.

Peter Zastrow ist Fachlehrer an der Berufsfachschule für Radio- und Fernsehtechnik in Hamburg.

¹⁾ Büttner, L.: Aufbau und Eigenschaften von Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 5, S. 163-164, u. Nr. 6, S. 203-205

PN-FET, MIS-(MOS)FET - was ist das? Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 13, S. 507-508

Wer in aller Welt bringt System und Ordnung in das Transistor-Chaos?

**Heninger
Servix**

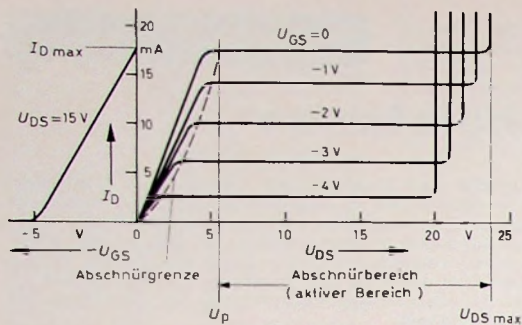
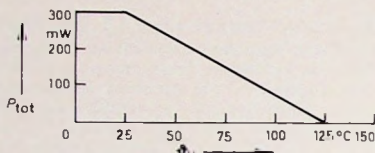


Bild 3 (oben).
Kennlinien eines FET

Bild 4 (rechts).
Temperaturabhängigkeit
von
Feldeffekttransistoren



Die Spannung U_{DS} , bei der sich die beiden Raumladungszonen fast berühren, nennt man Pinch-off-Spannung U_P (Abschnürspannung). Oberhalb dieses Spannungswertes zeigt sich ein Sättigungsverhalten, das heißt, der Strom I_D steigt trotz steigender Spannung U_{DS} praktisch nicht mehr an. Jedoch zeigt die FET-Kennlinie einen wichtigen Unterschied zur Pentodenkennlinie: Sobald die Spannung U_{DS} über 20 bis 25 V erhöht wird, steigt der Strom I_D plötzlich sehr stark an. Der Grund dafür ist der Durchbruch des PN-Überganges zwischen Gate und Drain. Im Betrieb muß also die Spannung U_{DS} unter diesem Durchbruchswert gehalten werden. (Erwärmt sei noch, daß vielfach auch diejenige Gate-Source-Spannung, bei der der Drainstrom Null wird, als Pinch-off-Spannung bezeichnet wird.)

Polt man die Gatespannung U_{GS} um, so wird der PN-Übergang zwischen Gate und Kanal in Durchlaßrichtung geschaltet. Es fließt dann ein Strom von der Source zum Gate, der mit dem Gitterstrom einer Röhre zu vergleichen ist. Wenn dieser Gatestrom nicht begrenzt wird, kann der PN-Übergang und damit der FET zerstört werden. Wie alle Halbleiter sind auch Feldeffekttransistoren stark temperaturabhängig, wie aus Bild 4 zu ersehen ist.

2.4. Vorteile gegenüber Transistoren

Feldeffekttransistoren weisen gegenüber Transistoren verschiedene Vorzüge auf, die normalerweise nur bei Vakuumröhren zu finden sind. Dazu gehören: sehr hoher Eingangswiderstand, kleine Eingangskapazität, sehr niedrige Rückwirkungskapazität, große Vorwärtssteilheit, Rauscharmut, vereinfachter Schaltungsaufbau, 10-... 25fach größerer Aussteuerbereich, infolge der quadratischen Kennlinie geringe Kreuzmodulationsstörungen, bessere thermische Stabilität durch negativen Temperaturkoeffizienten, leistungslose Steuerung und Verstärkungsregelung, überlegene Mischeigenschaften. (Fortsetzung folgt)

Service-Technik

Bildhöhe schwankt ruckartig

Bei einem Schwarz-Weiß-Fernsehgerät änderte sich die Bildhöhe in schneller Folge sehr stark. Die Zeilensynchronisation war normal.

Zunächst wurde versucht, mit den Einstellreglern für Bildgeometrie und Bildhöhe den Fehler zu lokalisieren, denn ein defekter Regler konnte die Ursache sein. Reduzierte man die Bildhöhe auf etwa 25 bis 30 cm (es handelte sich um einen 59-cm-Empfänger), dann stand das Bild plötzlich still. Der Bildhöhenregler war jedoch in Ordnung.

Die verwendete Ablenkschaltung war ein Multivibrator, in den die Bildablenk-Endstufe mit einbezogen war. Außerdem wurde die Bildhöhe über die Anodenspannung des ersten Röhrensystems beeinflusst. Im fehlerhaften Zustand des Gerätes waren sämtliche Oszillogramme mit einer impulsartigen Störung überlagert. Die Fehlersuche mit Hilfe der einzelnen Oszillogramme war demnach unmöglich. Die Gleichspannungswerte stimmten annähernd mit den Angaben im Service-Schaltbild überein. Nun überprüfte man die Kondensatoren im Gegenkopplungsnetzwerk und im Katodenkreis der Endstufe. Teilweise wurden sie auch ersetzt. Der Fehler trat jedoch ab einer gewissen Bildhöhe wieder auf. Als letztes Bauelement blieb der Bildausgangsübertrager. Er wurde probeweise ersetzt und der Fehler war behoben. Der Übertrager hatte einen Isolationsfehler, der jedoch erst ab einer bestimmten Amplitude des Ablenksignales zu Überschlüssen führte.

Nach Erwärmungszeit starkes Moiré auf dem Bildschirm

Nach etwa 10 bis 15 Minuten Betriebszeit war das Senderbild von einem starken, ständig wechselnden Moiré überdeckt. Diese Fehlererscheinung trat in allen Empfangsbereichen auf. Die Tuner konnten daher als Fehlerquelle ausgeschlossen werden.

Zunächst wurde das BAS-Signal eines Bildmustergenerators direkt am Eingang des Videoverstärkers eingespeist; der ZF-Teil war dabei nicht abgetrennt. Die Intensität der Störung war jetzt wesentlich geringer und das Muster des Moirés verändert. Jetzt trennte man den ZF-Teil vom Videoteil, und das Bild war einwandfrei. Der volltransistorisierte ZF-Teil mußte also wild schwingen.

Da der Fehler nur bei Erwärmung des Gerätes auftrat, konnte zur Lokalisierung ein Kälte-Spray eingesetzt werden. Stufe nach Stufe wurde abgekühlt, bis plötzlich bei der 2. ZF-Stufe der Fehler weg war. Der Transistor konnte bei einer bestimmten Temperatur schwingen. Um dies genau festzustellen, wurde das Metallgehäuse des Transistors – nach vorheriger Abkühlung – mit der Lötspitze eines 8-W-Niedervolt-Lötkolbens kurz erwärmt. Plötzlich war die Fehlererscheinung wieder vorhanden. Dieser Transistor mußte ersetzt werden.

Bei der Erwärmungsmethode mit einem Lötkolben muß sehr vorsichtig vorgegangen werden. Die Anwärmszeit soll so kurz wie möglich sein, um die Transistor-Gehäusetemperatur nicht zu überschreiten. Die Methode hat jedoch den Vorteil, daß ein bestimmtes Bauelement erwärmt wird, während die Umgebung noch kalt ist.

Preiswerte Halbleiter 1. Wahl

AA 117	DM —,55	DM 3,45
AC 187/188 K	DM 3,45	DM 1,20
AC 192	DM 1,20	DM 6,95
AD 133 III	DM 6,95	DM 3,95
AD 148	DM 3,95	DM 3,80
AF 239	DM 3,80	DM —,60
BA 170	DM —,60	DM —,75
BAY 17	DM —,75	DM 1,20
BC 107	DM 1,20	DM 1,10
BC 108	DM 1,10	DM 1,10
BC 109	DM 1,20	DM 1,10
BC 170	DM 1,05	DM —,95
BF 224	DM 1,75	DM 1,65
BRY 39	DM 5,20	DM 4,80
ZG 2,7 ... ZG 33	je DM 2,20	je DM 2,20
1 N 4148	DM —,85	DM —,75
2 N 708	DM 2,10	DM 1,95
2 N 2219 A	DM 3,50	DM 3,30
2 N 3055	DM 7,25	DM 6,89

Alle Preise incl. MWST.
Kostenl. Bauteile-Liste anfordern.
NN-Versand

M. LITZ, elektronische Bauteile
7742 St. Georgen, Gartenstraße 4
Postfach 55, Telefon (07724) 71 13

Hans Kaminsky

Spezialröhren, Rundfunkröhren, Transistoren, Dioden usw., nur fabrikmässige Ware, in Einzelstücken oder größeren Partien zu kaufen gesucht

8 München-Solln · Spindlerstr. 17



Selbstbau-Organen

Nettoliste direkt von

Electron-Music

Inh.: Wilcek & Gaul
4951 Döhren 70 · Postf. 10/18



Auto- und Kofferradios

Neueste Modelle mit Garantie. Einbaubehör für sämtliche Kfz.-Typen vorrätig. Sonderpreise durch Nachfrageversand. Radiogroßhandlung W. Kroll, 51 Aachen, Postfach 865, Tel. 7 45 07 — Liste kostenlos

UT 80 Hopt Trans.-Einb.-Converter
m. Ein- u. Ausg.-Symm.-Gitter und Schaltung AF 239 und AF 139.
1 St. 33,50 3 St. à 32,50

UT 100 UHF-Markentuner
2 X AF 139 aus Gerätefertigung, jedes Stück geprüft, Eingang 240 Ω, Ausgang 60 Ω, ohne Feintrieb
St. 18,50 5 St. à 15,50

Mentor-Feintrieb mit Knopf 4,50

1. Wahl Trans.-Orig. Siemens, Valvo gestempelt
AF 139 St. 2,80 10 à 2,50 100 à 2,25
AF 239 St. 3,60 10 à 3,10 100 à 2,75

CONRAD, 845 Amberg, Georgenstraße 3, Fach 57



Elektronik-Bastelbuch gratis!

für Radio- und Elektronikbastler und alle, die es werden wollen. Bastelvor schläge, praktische Tips, Bezugsquellen nachweis. Kostenlos erhältlich bei TECHNIK-KG, 28 BREMEN 33 BE P

Wir wollen auch in Zukunft immer erstklassige Farb- u. Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte, Tonbandgeräte, HiFi-Anlagen und Elektronenblitzgeräte bauen. An reizvollen Aufgaben wird es uns also weiterhin nicht fehlen. Hätten Sie nicht Lust, bei uns mitzuarbeiten? Besonders Jungingenieuren bieten sich gute Chancen.



Elektronik-Ingenieure

finden in unseren modernen Werken sowohl in der Entwicklung als auch in der Fertigung interessante, selbständige und gutbezahlte Positionen.

Wir suchen ferner einen

Ingenieur

der Fernsehfachgeschäfte besucht und deren Techniker in Fragen über Technik und Service bei Metz-Geräten berät.

Außerdem bieten wir einem

Patent-Ingenieur

die Chance, nach Einarbeitung unsere Patentabteilung zu übernehmen. Der jetzige Leiter scheidet in absehbarer Zeit wegen Erreichens der Altersgrenze aus.

Bitte schicken Sie eine kurze Bewerbung oder rufen Sie uns an, damit wir ein Gespräch über Einzelheiten vereinbaren können.

Metz Apparatwerke · 8510 Fürth/Bayern
Ritterstraße 5 · Telefon (0911) 77 66 21



Berlin

Zur Ergänzung unserer Redaktion
suchen wir einen

jüngeren Mitarbeiter

der Fachrichtung Hochfrequenztechnik.

Herren mit praktischen Erfahrungen in Wirtschaft oder Presse, die an einer entwicklungsfähigen Dauerstellung interessiert sind, bitten wir um eine ausführliche Bewerbung mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch unter F. B. 8543

Wir sind ein

Berliner Fachliteraturverlag

der seit fast 25 Jahren technische und wissenschaftliche Fachzeitschriften mit internationaler Verbreitung herausgibt. Genauso interessant und vielseitig wie Berlin mit seinem technisch-wissenschaftlichen und kulturellen Leben sowie den Steuerpräferenzen sind auch unsere Zeitschriften.

Zur Mitarbeit in unserem Redaktionsteam suchen wir einen Hochschul- oder Fachschulingenieur als

Technischen Redakteur

Bewerbungen mit Lebenslauf, Tätigkeitsnachweis und Gehaltsanspruch erbeten unter
F. A. 8542

Fachliteratur von hoher Qualität



Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker

- I. Band:** 728 Seiten · 646 Bilder Ganzleinen 22,50 DM
II. Band: 760 Seiten · 638 Bilder Ganzleinen 22,50 DM
III. Band: 744 Seiten · 669 Bilder Ganzleinen 22,50 DM
IV. Band: 826 Seiten · 769 Bilder Ganzleinen 22,50 DM
V. Band: Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen
 810 Seiten · 514 Bilder Ganzleinen 28,— DM
VI. Band: 765 Seiten · 600 Bilder Ganzleinen 22,50 DM
VII. Band: 743 Seiten · 538 Bilder Ganzleinen 22,50 DM
VIII. Band: 755 Seiten · 537 Bilder Ganzleinen 22,50 DM

Oszillografen-Meßtechnik

Grundlagen und Anwendungen von Elektronenstrahl-Oszillografen
 von J. CZECH
 684 Seiten · 636 Bilder · 17 Tabellen ... Ganzleinen 38,— DM

Fundamente der Elektronik

Einzelteile · Bausteine · Schaltungen
 von Baurat Dipl.-Ing. GEORG ROSE
 223 Seiten · 431 Bilder · 10 Tabellen ... Ganzleinen 19,50 DM

Schaltungen und Elemente der digitalen Technik

Eigenschaften und Dimensionierungsregeln zum praktischen Gebrauch
 von KONRAD BARTELS und BORIS OKLOBZIJIA
 156 Seiten · 103 Bilder Ganzleinen 21,— DM

Transistoren bei höchsten Frequenzen

Theorie und Schaltungspraxis von Diffusionstransistoren
 im VHF- und UHF-Bereich
 von ULRICH L. ROHDE
 163 Seiten · 97 Bilder · 4 Tabellen ... Ganzleinen 24,— DM

Mikrowellen

Grundlagen und Anwendungen der Höchstfrequenztechnik
 von HANS HERBERT KLINGER
 223 Seiten · 127 Bilder · 7 Tabellen · 191 Formeln
 Ganzleinen 26,— DM

Elektrische Nachrichtentechnik

von Dozent Dr.-Ing. HEINRICH SCHRÖDER
I. Band: Grundlagen, Theorie und Berechnung passiver Übertragungsnetzwerke
 650 Seiten · 392 Bilder · 7 Tabellen ... Ganzleinen 36,— DM
II. Band: Röhren und Transistoren mit ihren Anwendungen bei der Verstärkung, Gleichrichtung und Erzeugung von Sinusschwingungen
 603 Seiten · 411 Bilder · 14 Tabellen ... Ganzleinen 36,— DM
III. Band: in Vorbereitung

Handbuch der Elektronik

Bauelemente und industrielle Schaltungstechnik
 Herausgeber: Dr. REINHARD KRETZMANN
 Mitautoren: Ing. PAUL GERKE · Ing. FRANZ KUNZ
 529 Seiten · 478 Bilder · 17 Tabellen ... Ganzleinen 42,— DM

Technik des Farbfernsehens in Theorie und Praxis NTSC · PAL · SECAM

von Dr.-Ing. NORBERT MAYER (IRT)
 330 Seiten mit vielen Tabellen · 206 Bilder · Farbbildanhang
 110 Schriftumsangaben · Amerikanische/englische Fachwörter
 Ganzleinen 32,— DM

Transistor-Schaltungstechnik

von HERBERT LENNARTZ und WERNER TAEGER
 254 Seiten · 284 Bilder · 4 Tabellen ... Ganzleinen 27,— DM

Praxis der Rundfunk-Stereophonie

von WERNER W. DIEFENBACH
 145 Seiten · 117 Bilder · 11 Tabellen ... Ganzleinen 19,50 DM

Prüfen · Messen · Abgleichen Fernsehempfänger-Service

von WINFRIED KNOBLOCH
 108 Seiten · 39 Bilder · 4 Tabellen ... Ganzleinen 11,50 DM

Prüfen · Messen · Abgleichen Service an Farbfernsehempfängern PAL · SECAM

von WINFRIED KNOBLOCH
 176 Seiten · 64 Bilder Ganzleinen 23,— DM

Kompodium der Photographie

von Dr. EDWIN MUTTER
I. Band: Die Grundlagen der Photographie
 Zweite, verbesserte und erweiterte Auflage
 358 Seiten · 157 Bilder Ganzleinen 27,50 DM
II. Band: Die Negativ-, Diapositiv- und Umkehrverfahren
 334 Seiten · 51 Bilder Ganzleinen 27,50 DM
III. Band: Die Positivverfahren, ihre Technik und Anwendung
 304 Seiten · 40 Bilder · 27 Tabellen ... Ganzleinen 27,50 DM

Zu beziehen durch jede Buchhandlung im Inland und Ausland sowie durch den Verlag

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

1 BERLIN 52 (BORSIGWALDE)

E.-Thlmann-Str. 56

10020