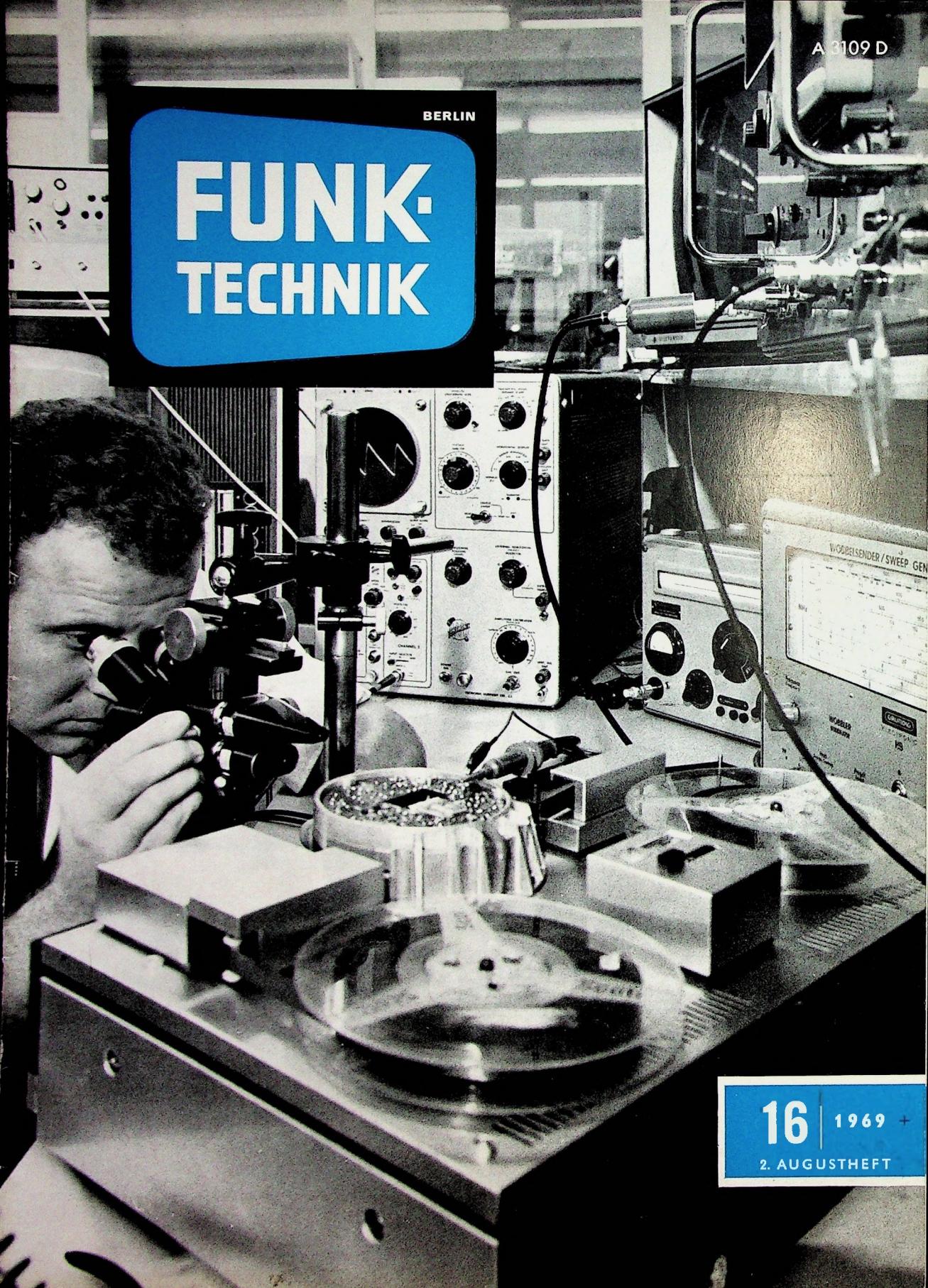


BERLIN

FUNK- TECHNIK

A 3109 D



16 | 1969 +

2. AUGUSTHEFT



Deutsche Funkausstellung
Stuttgart Killesberg
29. August - 7. September 1969

Zur FUNKAUSSTELLUNG erscheinen

FUNK-TECHNIK

Rundfunk · Fernsehen · Phono · Magnetton · Hi-Fi-Technik
Amateurfunk · Meßtechnik · Halbleiter · Elektronik

in erweitertem Umfang
in erhöhter Auflage

FERNSEH- UND KINO-TECHNIK

Offizielles Organ
der Deutschen Kinotechnischen Gesellschaft für Film und Fernsehen (DKG)
in Zusammenarbeit mit der Fernseh-Technischen Gesellschaft (FTG)
des Fachnormenausschusses Kinotechnik für Film und Fernsehen (FAKI)
im DNA
des Verbandes Technischer Betriebe für Film und Fernsehen (VTFF)

in erweitertem Umfang
in erhöhter Auflage

RUNDFUNK-FERNSEH- GROSSHANDEL

Alleiniges Organ des Verbandes Deutscher Rundfunk- und Fernseh-
Fachgroßhändler (VDRG) e. V.

in erweitertem Umfang
in erhöhter Auflage

HANDBUCH DES RUNDFUNK- UND FERNSEH-GROSSHANDELS 1969/70

das erfolgreiche Werbemittel des Groß-
handels mit jahrelang anhaltendem Effekt
Die Auslieferung erfolgt rechtzeitig vor Be-
ginn der Funkausstellung

HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER VIII. BAND

ein wertvolles Fachbuch mit 13 Referaten
namhafter Kapazitäten über neue technische
Forschungsergebnisse sowie aus der Praxis
kommende neue Erkenntnisse auf den Gebie-
ten der Hoch- und Niederfrequenztechnik, der
Nachrichten- und Meßtechnik, der Röhren,
Halbleiter und Bauelemente, der Datenver-
arbeitung und Automation

Die obengenannten Zeitschriften und die INTERNATIONALE ELEKTRONISCHE RUNDschau
sowie Bücher und Kataloge unseres Verlages finden Sie an unserem Ausstellungsstand.

Amateuren zeigen wir interessante Selbstbaugeräte aus dem FT-Labor.

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

We würden uns freuen,
Sie an unserem Stand begrüßen zu dürfen.

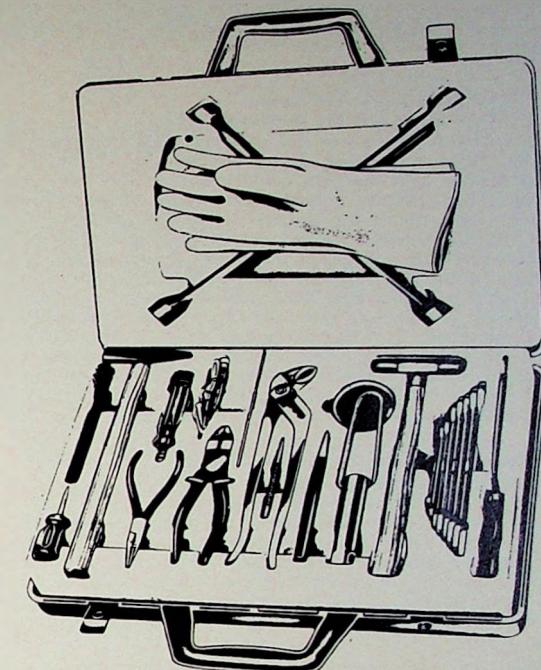
Halle 6 Stand 608

gelesen · gehört · gesehen	588
FT meldet	590
Der Weg zur LSI: Wer macht den ersten Schritt?	593
RTCC übersetzt Weltraum-Kurzschrift	594
Sender und Programme	594
Fernsehen	
Toleranzunempfindliche Synchronisations- und Horizontalschaltung ohne Abgleich	595
Antennen	
Neues Antennenprogramm für den deutschen Markt	599
Halbleiter	
Integrierte Schaltungen	601
Moderne MOS-FET-Technik	605
Persönliches	604
Lehrgänge	604
FT-Bastel-Ecke	
Hi-Fi-NF-Vorverstärker mit Klangregelnetzwerk	608
Für den KW-Amateur	
8. Internationales Bodenseetreffen der Funkamateure	609
Ausbildung	612
Für den jungen Techniker	
Der Oszilloskop in der Service-Werkstatt	613
Digitale Elektronik	
Logische Schaltungen	615
Neue Bücher	618

Unser Titelbild: AEG-Telefunken entwickelt in ihrem Berliner Werk unter anderem auch Magnetbandgeräte für die Aufzeichnung von Fernsehsendungen; das Bild zeigt einen Blick auf einen Arbeitsplatz im Entwicklungslabor. Aufnahme: AEG-Telefunken

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

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, 1 Berlin 52 (Borsigwalde), Eichendorffdamm 141–167. Tel.: (03 11) 4 12 10 31. Telegramme: Funktechnik Berlin. Fernschreiber: 01 81 632 vrlkt. Chefredakteur: Wilhelm Roth; Stellvertreter: Albert Jänicke; Techn. Redakteure: Ulrich Radke, Fritz Gutschmidt, sämtlich Berlin. Chefarbeiter: Werner W. Diefenbach, Kempen/Allgäu. Anzeigendirektion: Walter Bartsch; Anzeigenleitung: Marianne Weidemann; Chegraphiker: B. W. Beerwirth. Zahlungen an VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Postscheck: Berlin West 7664 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 Preisleiste. 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. Druck: Druckhaus Tempelhof



Jetzt kann es Ihr „Hobby“ werden, das

Auto selbst zu reparieren, und Sie befreien sich von nicht eingeplanten Ausgaben, wenn Sie diesen Koffer ständig griffbereit in Ihrem Wagen haben.

30 Werkzeuge in erstklassiger Qualität — die Sie als Autobesitzer haben sollten!

Jedes Werkzeug wird kostenlos ersetzt, das durch einen Materialfehler oder einen Fehler in der Verarbeitung unbrauchbar wurde. — Also volle Garantie.

Könnten Sie 73,90 DM ausgeben — wäre es nicht die beste Art, zu jeder Zeit gegen die Pannen des Alltags gewappnet zu sein? So viele zweckdienliche Werkzeuge wurden noch niemals in einem Koffer aus schlagfestem Kunststoff von nur 48,5 X 28,5 X 7,5 cm so sorgfältig und übersichtlich in Schaumstoff eingebettet.

Bestellen Sie — noch heute — diesen für Sie wertvollen Werkzeugkoffer. Begehen Sie aber eine Unterlassungssünde, dann werden Sie es bei der nächsten Panne bitter bereuen.

peter w. tuchenhagen
337 seesen am harz postfach 203 FT

Erste direkte Kabelverbindung zwischen Japan und der Bundesrepublik

Am 25. Juli 1969 wurde die erste direkte Fernsprechverbindung über Kabel nach Japan eröffnet. Bisher mußten die Gespräche über die USA geleitet werden. Die neue Kabelverbindung, an die vorerst auch noch Finnland, Schweden, Norwegen, Dänemark, Belgien, Frankreich, Spanien, Österreich, die Schweiz, Italien und Griechenland angeschlossen sind, verläuft von Japan durch das Japanische Meer nach der UdSSR und von dort über die CSSR zur Bundesrepublik Deutschland. Eine wesentliche Voraussetzung für diese direkte Verbindung war die Auslegung eines modernen Tiefseekabels zwischen Japan und der UdSSR. Es ist beabsichtigt, den jetzt halbautomatisch aufgenommenen Fernsprechverkehr zwischen Deutschland und Japan weiter auszubauen, damit sich die Fernsprechteilnehmer in beiden Ländern auch bald selbst anwählen können.

Indonesien telefoniert über Satelliten

Für das neue Auslandskopfamt in Djakarta, das im Auftrag der P. N. Telekommunikasi Bandung entsteht, lieferte Siemens die technischen Einrichtungen. Die ersten sieben der insgesamt 42 internationalen Fernleitungen, die alle für Satellitenfunk bestimmt sind, werden im Herbst 1969 in Betrieb genommen. Die Einschaltung des gesamten Amtes ist für Ende 1970 vorgesehen. Ankommende Gespräche lassen sich dann vollautomatisch bis zum Teilnehmer durchschalten.

Gunneffekt-Dioden mit hoher Dauerstrichleistung

Monsanto hat drei Typen von Gunneffekt-Dioden für das C- und X-Band entwickelt, die bei einer Eingangsgleichspannung von 12 V eine Dauerstrichleistung von 25, 50 und 100 mW erzeugen und sich über das volle Band mit Wirkungsgraden um 3 % abstimmen lassen. Die Dioden (GaAs-Epitaxial-Chips in Sandwich-Bauweise) sind auf dem Kupfer-Kontaktbolzen des Gehäuses montiert. Bei sachgemäßer Montage arbeiten die Bauelemente in einem Temperaturbereich zwischen -55 und +150 °C. Der Wärmewiderstand zwischen der aktiven oszillierenden Schicht und dem Kontaktbolzen ist rund 30 °C/W. Die spezifischen Werte der Dioden wurden so ausgewählt, daß der negative Widerstand nahezu unabhängig von der Frequenz ist und die Arbeitsfrequenz in den einzelnen Bändern im wesentlichen von der Schaltung bestimmt wird. Noch laufende Lebensdauerversuche, bisher 8000 Stunden, zeigen, daß die Zuverlässigkeitssparameter dieser Höchstfrequenz-Halbleiter denen von konventionellen Siliziumbauelementen gleichen. Alterungserscheinungen wurden nicht beobachtet. Stoßprüfungen erwiesen das sehr gute mechanische Widerstandsvermögen der Bauelemente.

Integrierter 2048-bit-Festwertspeicher

General Instrument ergänzte die Speichersysteme in MTOS-(Metal Thick Oxid Silicon)-Technik durch den 2048-bit-Festwertspeicher MEM-2048, der auf einem Siliziumplättchen von 1,8 mm × 2,2 mm mehr als 3000 MTOS-Transistoren enthält. Die Anzahl der Einzelspeicher erfolgt durch eine 11-bit-Adresse, die zweidimensional in 5 bit × 6 bit aufgeteilt wird. Nach der Decodierung enthält die eigentliche Matrix 32 y- und 64 x-Leitungen. Eine Aufteilung der Matrix in acht Einzelsegmente mit jeweils einem Ausgangstransistor ermöglicht es, Worte bis zu 8 bit Länge zu speichern. Drain- und Source-Anschluß jedes Ausgangstransistors sind einzeln herausgeführt, so daß man direkt auf andere Schaltsysteme (TTL, DTL und MOS) übergehen kann. Da das Datenmuster durch den letzten Maskenprozeß bestimmt wird, ist es möglich, in kurzer Zeit und mit niedrigen Kosten ein Element für eine spezifische Anwendung herzustellen.

Dekadenkondensator als Vergleichsnormal

Kapazitätswerte von 1 bis 1222 pF lassen sich mit der neuen Kapazitätsdekade „BN 55 016-100“ von Rohde & Schwarz in kleinen Schritten von 1 pF einstellen. Der Fehler ist 0,1 % und erhöht sich nur unterhalb 12 pF auf maximal 0,5 %. Auch der frequenzabhängige Zusatzfehler für die Kapazität und die frequenzabhängige Änderung des Verlustfaktors

sind sehr gering. Wegen der großen Genauigkeit ist die Verwendung der Kapazitätsdekade als Vergleichsnormal und beim Aufbau von Brückenschaltungen möglich.

Doppelte Kapazität bei gleichen Abmessungen

Die Tantalkondensatoren „150D“ von Sprague mit Sinteranode und festem Elektrolyten sind jetzt in der Ausführung „EXT“ auch mit mehr als doppelter Kapazität bei gleichbleibenden Abmessungen lieferbar. Zum Beispiel hat ein 1000- μ F-Kondensator bei 6 V ein Gehäuse von nur 19,1 mm × 8,7 mm Ø. Die Verkleinerung des Kondensators beziehungsweise die Vergrößerung der Kapazität bei gleichbleibendem Gehäuse wurde durch Verwendung von spezialporösen Sinteranoden erreicht, die nach einem neuen Verfahren hergestellt werden.

Neue Entstörkondensatoren von Bosch

Für die Kfz-Entstörung hat die Robert Bosch GmbH einen neuen Kondensatortyp entwickelt, der sich von den bisherigen Ausführungen in mehreren Punkten unterscheidet. Statt der MP- oder Folienwickel wird jetzt ein MK-Wickel (Metall-Kunststoff) verwendet. Als Dielektrikum dient hier eine Kunststoff-Folie, auf die der Metallbelag aufgedampft ist. Dadurch wird eine erheblich kleinere Bauweise erreicht. Da der Wickel nicht mehr in einem Blechbecher eingebaut, sondern direkt mit Kunststoff umspritzt wird, konnte das Gesamtgewicht auf etwa 15 g gegenüber bisher 40 ... 45 g reduziert werden, was einer Gewichtsminderung von 60 % entspricht. Außerdem sind an spritzwassergeschützten Stellen keine zusätzlichen Maßnahmen zur Abdichtung erforderlich. Der Kondensator ist vorerst mit 2,2 μ F als Ersatz für die bisherigen 3- μ F-Kondensatoren sowie mit 0,47 μ F erhältlich. Außerdem werden demnächst auch Vorbeschleif-Kondensatoren in der neuen Bauart geliefert.

Stabilisierte Netzteile für batteriebetriebene Geräte

Das Netzgeräteprogramm von FTE maximal umfaßt die Typen „2066 R Maximal“ (6 ... 12 V regelbar, 300 mA), „2066 Standard“ (7,5 V, 300 mA) und „2067 SA Mini“ (7,5 oder 9 V, 200 mA). Bei allen Typen ist die Brummspannung \leq 50 mV. Für den Anschluß der zu speisenden Geräte stehen 16 verschiedene Adapterkabel zur Verfügung.

Lötspaten zum Löten auf Eisen- und Nichteisenmetallen

Die Dr. E. Dürrwächter-Doduc KG, Pforzheim, brachte jetzt Lötspaten mit und ohne Silber zum Löten auf Eisen und Nichteisenmetallen heraus. Diese Lötspaten, die die Lötbestandteile in feinpulverisierter Form in inniger Verbindung mit dem Flüssmittel enthalten, werden gebrauchsfertig geliefert. Die zu lögenden Stellen werden mit der Paste betupft, die dann durch die Lötflamme zum Fließen gebracht wird. Die Metallbestandteile der Lötspalte setzen sich auch bei Lagerung nicht ab. Eventuelle Flüssmittelerückstände lassen sich mit den gleichen Mitteln entfernen wie beim normalen Löten, bei dem das Flüssmittel separat zugeführt wird.

Taxi-Funk-Wien

Kürzlich nahm die Wihup (Wiener Beschaffungs-, Hilfsbetriebs- und Unterstützungsverband der Mitglieder des Personenfuhrwerksgewerbes) mit dem beiden Fernsprechnummern 64 91 31 und 64 91 41 offiziell den Taxi-Funk-Wien in Betrieb. Vorerst wurden von der Firma Kapsch 50 Taxis mit dem neuesten Telefunken-Fernsprechanlagen ausgerüstet. In der ersten Ausbaustufe sollen insgesamt 400 Taxis der Wihup Funkanlagen erhalten; eine spätere Erweiterung auf 1000 Fahrzeuge ist vorgesehen. Für eine rationelle Abwicklung der Funkgespräche zwischen der Zentrale und den Taxis verwendet man ein elektronisches Kennungssystem. Jedes Taxi hat eine bestimmte Kenn-Nummer, die automatisch übertragen wird. Dazu ist im Fahrzeug neben dem Funkgerät ein Kennungsgeber eingebaut, der vor jedem abgehenden Funkgespräch die entsprechende Code-Nummer abgibt. In der Zentrale erscheint die Kenn-Nummer in Form von Leuchtzahlen auf einem Zahlentableau.



Das besondere Tonband

- extrem rauscharm: Philips High Fidelity -
Low Noise

Ein Tonband, das man praktisch nicht hört. Denn das Grundrauschen des Bandes wurde so sehr reduziert, daß man nur noch hört, was man wirklich hören will: die exakte Wiedergabe des Aufgenommenen. Philips High Fidelity — Low Noise bietet viele Vorteile:

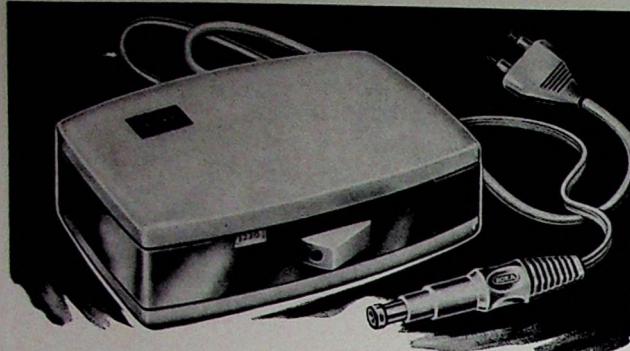
- * Jetzt steht Ihnen ein erweiterter Dynamikbereich zur Verfügung.
- * Jetzt nutzen Sie den Frequenzgang Ihres Gerätes maximal aus.
- * Jetzt werden hohe Frequenzen noch besser wiedergegeben.
(Dadurch gesteigerte Klangbrillanz und hervorragende Wiedergabe der Ober-
töne.)

Und noch ein Vorteil: Man kann schon bei einer Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s echte HiFi-Aufnahmen produzieren (bisher nur bei 19 cm/s). Deshalb werden alle Philips Tonbänder nur noch in High Fidelity — Low Noise Qualität geliefert.

**Also: Für Aufnahmen in höchster Klang-
treue: Philips High Fidelity — Low Noise.**

Übrigens: Durch die neue Spule ist das Tonband noch besser geschützt. Aufstellhalterungen für je sechs Boxen erleichtern die Archivierung.

...nimm doch **PHILIPS**



ROKA

TRANSISTOR- NETZTEIL

Die billige Dauerstromquelle für Kofferradios und andere Gleichstromverbraucher zwischen 7,5 V und 9 V Eingangsspannung. Max. Ausgangsstrom 0,3 A. Primär und sekundär abgesichert. Brummfreier Empfang. Umschalter für Netzbetrieb 220 V / 110 V. Elegantes zweifarbiges Kunststoffgehäuse



8 Adapter erlauben den Anschluß des Roka-Transistor-Netzteils an fast jedes Kofferradio u. Cassetten-Tonbandgerät

ROBERT KARST · 1 BERLIN 61

GNEISENAUSTRASSE 27 · TELEFON 6 98 60 36 · TELEX 018 3057

SPRINGER

Weiterbildung

durch SGD-Fernunterricht

Berufstätige können im nebenberuflichen Fernunterricht, auf Wunsch ergänzt durch Direktunterricht, folgende Fortbildungsziele erreichen:

**Nachrichten-Techniker
Nachrichten-Ingenieur
Radio- und Fernsehtechnik
Farbfernsehen**

Gegebenenfalls mit externer staatlicher Prüfung.
Fordern Sie mit untenstehendem Coupon oder einfacher Postkarte nähere Informationen an.
Das ist kostenlos und verpflichtet Sie zu nichts.

Bitte ausschneiden und einsenden an:

Studiengemeinschaft Darmstadt · Postfach 41 41

Bitte informieren Sie mich kostenlos und unverbindlich über den SGD-Fernunterricht

Name _____ Vorname _____

Wohnort _____ Straße _____

Beruf _____ Alter _____ R 5

F meldet.. F meldet.. F meldet.. F

Fernseh- und Ton-Rundfunkgenehmigungen am 1. Juli 1969

Die Anzahl der Fernseh-Rundfunkgenehmigungen im Bundesgebiet und West-Berlin erhöhte sich im Juni 1969 um 42 082 (Vormonat: +53 856, gleicher Vorjahrsmonat: +42 241) auf 15,543 Mill. am 1. Juli 1969. Gleichzeitig nahm die Anzahl der Ton-Rundfunkgenehmigungen um 18 119 (Vormonat: +24 953, gleicher Vorjahrsmonat: +13 870) auf 19,220 Mill. zu.

Elektroindustrie gegen unbefristete Verlängerung der Exportsteuer

Die Aufhebung der Befristung des Absicherungsgesetzes wird vom Zentralverband der elektrotechnischen Industrie e. V. (ZVEI) abgelehnt, da sie zum jetzigen Zeitpunkt nicht zu rechtfertigen sei. Der ZVEI vertritt die Auffassung, daß die Aufhebung der Befristung des Absicherungsgesetzes kein Ersatz für andere wirtschaftspolitische Maßnahmen wäre, die zu gegebener Zeit für eine endgültige Bereinigung der außenwirtschaftlichen Schwierigkeiten erforderlich werden könnten. Er empfiehlt daher, auf die Verlängerung des Absicherungsgesetzes zu verzichten.

Neue Gliederung von Vertretungsbereichen bei Loewe Opta

Die bisher im Raum Koblenz als Werkvertretung von Loewe Opta tätige Kaster & Krems oHG beendete ihr Vertragsverhältnis am 30. Juni 1969. Das bisherige Gebiet wird anteilig von den Geschäftsstellen Köln und Frankfurt sowie von der Werkvertretung Theo Baltes GmbH in Saarbrücken übernommen. Zum selben Termin beendete auch die Firma Willy Müller, Karlsruhe, ihre Tätigkeit als Werkvertretung. Das Gebiet wird jetzt von den Werkvertretungen Mannheim, Walter Hans Kurz KG, und Stuttgart, Harmut Hunger KG, betreut.

Elektronik-Dienstleistungsbetrieb von Rohde & Schwarz in Köln im neuen Firmengebäude

Das bereits seit 1960 bestehende Werk Köln von Rohde & Schwarz bezog am 1. Juli 1969 in Porz-Grengel ein neuerrichtetes Gebäude mit einer nutzbaren Fläche von mehr als 5000 m². Aufgabe des Werkes ist es, elektronische Geräte und Anlagen der gesamten Meß- und Nachrichtentechnik zu betreuen, zu kalibrieren, zu warten und instandzusetzen, Lehrgänge durchzuführen sowie technische Dokumentationen auszuarbeiten. Diese Dienstleistungen werden großteils auch an Erzeugnissen erbracht, die nicht von Rohde & Schwarz stammen. In dem neuen dreistöckigen Werksgebäude sind von den mechanischen Werkstätten bis zum Standard-Labor für Kalibrierarbeiten höchster Präzision sämtliche Einrichtungen vorhanden, die gewährleisten, daß die angelieferten Geräte schnell und vollwertig das Werk wieder verlassen.

HF-Prüflabor für Präzisionsmeßgeräte in England

Kürzlich eröffnete die englische Vertretung von Rohde & Schwarz, die Aveley Electric Limited in South Ockendon/Essex, ein Kalibrier- und Standard-Labor für Präzisionsmeßgeräte, das mit modernsten Geräten für genaue HF-Leistungsmessungen sowie Frequenz-, Impedanz- und Dämpfungsmeßungen ausgestattet ist. Hauptaufgabe des Labors wird es sein, Hersteller von Meßgeräten und Anwender in Industrie, Forschung und Entwicklung über internationale Normalien und Prüfvorschriften zu informieren sowie importierte Meßgeräte gemäß den geforderten englischen Standards zu kalibrieren.

Chefseminar „Mittlere Datentechnik“

Anlässlich der Bürausstellung „Orgatechnik“ in Köln findet am 9. September 1969 von 14 bis 17 Uhr ein Chefseminar zu dem Thema „Mittlere Datentechnik – Instrument erfolgreicher Unternehmensführung“ statt. Neben dem Thema der Veranstaltung werden in Kurzreferaten die Probleme „Dateneingabe für die elektronische Auftragsbestandsführung“, „Finanzbuchhaltung in der Mittleren Datentechnik“, „Lohn- und Gehaltsabrechnung mit Magnetkonten“ und „Integriertes Buchen mit Magnetkarten-Computern“ behandelt. Interessenten werden gebeten, ihre Anmeldung bis zum 29. 8. 1969 an die Informationsstelle für Datentechnik, Hamburg 61, Garstedter Weg 314, zu richten. Zum Eintritt berechtigt der Eintrittsausweis zur Orgatechnik.

Für den seltenen Fall, daß der Farb-Decoder ausfällt, haben wir uns jetzt was einfallen lassen.



Unsere Farbfernsehgeräte müssen doppelt gefallen. Erstens natürlich Ihren Kunden. Und zweitens Ihnen. Denn schließlich sollen Sie sie gern verkaufen. Und wenn es tatsächlich mal nötig ist, auch reparieren.

Das ist der Grund, warum in unseren neuen Geräten auch ein neues Farb-Decoder-Konzept steckt. Es hat nur noch sieben Abgleichpunkte. Außerdem ist die Überprüfung oder Nachjustierung denkbar einfach. Zum Decoder-Abgleich brauchen Sie nicht

mehr als eine Farbsendung (oder einen Farb-Testgenerator) und einen Schraubenzieher. Gefällt Ihnen das?

Aber unsere neuen Geräte sind nicht nur besser, sie sehen auch besser aus. Weil sie sachlich und elegant sind (Edelholzfurnier; Nußbaum natur, matt), und weil sie kleiner sind. Der Präfekt Color electronic ist zum Beispiel nur 67,2 breit, 47 hoch und nur 46,4 tief. Darum kann man ihn sogar dort aufstellen, wo früher zu wenig Platz für ein Farbfernsehgerät war:

im Regal oder in der kleinen Ecke. Darum gefallen unsere neuen Geräte Ihren Kunden todsicher. (Was wiederum Ihnen auch nicht schlecht gefallen dürfte.)



Es gibt keine bessere Qualität



 SIEMENS

... mit dem Siemens-Radio- und Fernsehgeräteprogramm.

Zeigen Sie Ihren Kunden, was heute technisch möglich ist: das Mini-Studio, drei Geräte in einem, Koffersuper, Autoradio und Tonbandgerät – TRABANT DE LUXE von Siemens.

Sagen Sie Ihren Kunden, was man heute erwarten kann: Stereophonie in Hi-Fi-Qualität, Musikleistung von 2 x 68 Watt, vollendeten Bedienungskomfort – einen Siemens-KLANGMEISTER RS 17.

Sagen Sie Ihren Kunden, was man heute fordern kann: das farbtreue Fernsehbild, die elektronische Programmwahl – einen Siemens-BILDMEISTER Color.

Programmieren Sie Ihre Kunden. Wecken Sie Wünsche – steigern Sie Ansprüche – machen Sie Ihr Geschäft mit dem Siemens-Radio- und Fernsehgeräteprogramm.

Chefredakteur: WILHELM ROTH

Chefskorrespondent: WERNER W. DIEFENBACH

RUNDFUNK
FERNSEHEN
PHONO
MAGNETTON
HI-FI-TECHNIK
AMATEURFUNK
MESSTECHNIK
HALBLEITER
ELEKTRONIK

FUNK-TECHNIK

Der Weg zur LSI: Wer macht den ersten Schritt?

Vieelleicht der beste Vergleich zur Illustration der Beziehung zwischen dem Gerätekonstrukteur und dem Hersteller von integrierten Schaltkreisen ist der zweier Kinder, die einander auffordern, etwas Bestimmtes zu wagen. Jedes sagt: „Mach du's zuerst.“

Da die Halbleitertechnik sich in Richtung auf komplexere Schaltkreise weiterentwickelt, gewinnt die Beziehung zwischen Konstrukteur und Schaltkreishersteller zunehmend an Bedeutung. In der gegenwärtigen Situation wagt der Konstrukteur den Entwurf eines komplexen Systems in der Annahme, der Hersteller von integrierten Schaltkreisen werde diese fortschrittliche Konfiguration verwirklichen können. Der Hersteller andererseits wagt die Produktion von höchst komplexen integrierten Schaltkreisen in der Annahme, die Ingenieure werden das Paket in ihren Systementwürfen verwenden. Durch diese Haltung könnte die Einführung der Integration großen Maßstabs (LSI = Large Scale Integration) in die praktische Technik verzögert werden, denn die entscheidende Frage ist: „Wer macht den ersten Schritt?“ Sollte der Konstrukteur das Risiko eingehen, seinen Entwurf komplexer zu gestalten, in der Hoffnung, der Hersteller von integrierten Schaltkreisen werde den in seinen Spezifikationen geforderten hohen Entwicklungsstand erreichen, oder sollte der Hersteller von integrierten Schaltkreisen es wagen, ein komplexeres Bauelement zu liefern, in der Hoffnung, die Ingenieure könnten es verwenden?

Tatsächlich ist die Beziehung zwischen Konstrukteur und Schaltkreishersteller jedoch nur kritisch, wenn LSI als das unmittelbare Ziel betrachtet wird. Vergleicht man die heutige Situation mit der Vergangenheit, dann ist ein Entwicklungstrend klar zu erkennen. Wenn zum Beispiel früher ein Ingenieur eine Flip-Flop-Schaltung in seinem System verwenden wollte, entwarf er diese Schaltung unter Verwendung einzelner Komponenten. Mit der Einführung des monolithischen Schaltkreises entschlossen sich die Hersteller von integrierten Schaltungen, die Flip-Flop-Schaltung zu einem Paket zusammenzufassen und dem Konstrukteur somit einen fertigen und bereits geprüften Baustein anzubieten.

Die Schaltkreishersteller gestalteten den Ingenieuren, ihren Systementwurf auf einer hohen Ebene anzugehen. Sie brauchten nicht länger mit einzelnen Komponenten zu operieren, da sie jetzt eine größere Auswahl funktioneller Bauelemente zu ihrer Verfügung hatten. Heute kann der Konstrukteur in seinen Überlegungen sofort von der Verwendung dieser größeren Bauelemente ausgehen.

In dem Maße, wie die monolithische Schaltkreistechnik sich weiterentwickelte, ging der Hersteller von Schaltkreisen in der Hoffnung, den Ingenieuren einen Dienst zu leisten, dazu über, das Baugruppenkonzept auf einer höheren Ebene anzuwenden. Wenn sich Flip-Flop einzeln zu einer Baugruppe zusammenfügen ließen, warum dann nicht auch komplett Schieberegister und andere ähnlich komplexe Funktionen? Wenn früher ein Ingenieur ein Schieberegister unter Verwendung einzelner integrierter Flip-Flop kon-

struierten mußte, kann er heute diese grundlegende Einheit fertig erhalten.

Wieder einmal konnte der Ingenieur mit seiner Konstruktion auf einer höheren Ebene beginnen. Für den Entwurf komplexerer Systeme stehen ihm heute mehr und fortschrittlichere Bausteine zur Verfügung, womit er von der Aufgabe entlastet ist, die gewünschten Schaltungen selbst zu entwickeln und zu erproben. Die größeren, bereits erprobten Bauelemente gestalten es ihm, sein Talent, seine Erfahrung und seine schöpferische Energie für die Entwicklung eines wirksameren und besserem Systems zu nutzen. Es sollte mittlerweile klargeworden sein, daß die fortschreitende Entwicklung der Halbleitertechnik ganz natürlich zur Integration mittleren Maßstabs (Medium Scale Integration — MSI) geführt hat, die den gegenwärtigen Stand darstellt. MSI ist die logische Fortsetzung der Monolithtechnik und eine Vorstufe zu LSI. Aus diesem Grunde sind alle Bemühungen und Wege zur Deckung der Nachfrage der Konstrukteure nach komplexeren und fortschrittlicheren Bausteinen hoch zu bewerten.

Statt völlig unrealistisch gleich zur Fertigung äußerst komplexer Schaltkreise überzugehen, was eventuell zu einer Verzögerung in der Entwicklung der Halbleitertechnik führen könnte (da man hiermit versuchen würde, den Konstrukteur zur Verwendung wesentlich komplexerer Bausteine zu zwingen, als er es gewohnt ist), folgte beispielsweise Sylvania der natürlichen Entwicklungstendenz. Dem Konstrukteur werden integrierte Schaltungen geliefert, die es ihm ermöglichen, seine Denkmethoden in einem praktischen und realistischen Tempo auszuweiten. So lassen sich die gleichen Ziele erreichen. Für komplexe Systeme wird die LSI-Technik immer weiter verwirklicht, während dem Konstrukteur gleichzeitig praktische Bausteine zur Herstellung von Systemen, die den heutigen Anforderungen entsprechen, zur Verfügung gestellt werden.

All dies läuft letzten Endes auf die Tatsache hinaus, daß der Hersteller von integrierten Schaltungen ein „Packer“ hohen Standards ist. Er verfolgt die Tätigkeit des Systemkonstrukteurs und beobachtet immer neue Systementwicklungen. Dann versucht er, möglichst große Teile dieser Systeme von vornherein zusammenzufügen, um dem Konstrukteur die Möglichkeit zu geben, seinen Entwurf auf einer immer höheren Ebene anzugehen und in immer größeren Zusammenhängen zu denken.

Die Beziehung zwischen der Gemeinschaft der Konstrukteure und den Herstellern integrierter Schaltungen wirkt daher in beiden Richtungen befriedigend. Je komplexer die Systeme werden, um so größere Teile dieser Systeme werden schon vorher gepackt. Und je komplexer die Bausteine werden, um so höher liegt die Ebene, auf der der Systemkonstrukteur seine Arbeit vollzieht. Dieser Prozeß hört nie auf und wird in der Zukunft zu komplexeren Entwürfen führen, als man es sich bisher vorstellen kann, wenngleich auch heute schon LSI-Chips mit über 1000 Komponenten und über 100 logischen Funktionen lieferbar sind.

—syl—

RTCC Übersetze Weltraum-Kurzschrift

So groß war der Datenanfall beim Apollo-Mondflug, so groß die Anzahl der laufend zu verarbeitenden Informationen, daß alle Nachrichten über den Flugverlauf den IBM-Computern des Houston Manned Spacecraft Center in verdichteter und verschlüsselter Form eingegeben werden mußten.

Aufgabe des RTCC-Rechenzentrums in Houston ist, war es und ist es auch bei den späteren Flügen, diese Vielzahl von Informationen für die Flugüberwacher zu verständlichen Nachrichten zu verdichten und solche Auswertungen auf den Flugkontrollsteuerpulten grafisch, tabellarisch und digital anzuzeigen.

Die Rechengeschwindigkeit der zwei Datenverarbeitungsanlagen „IBM System 360 Modell 75“ ist dabei so groß, daß praktisch zwischen Empfang der Informationen und Übermittlung der errechneten Werte keine Zeitdifferenz besteht. Daraus erklärt sich der Name „RTCC“, Real Time (Echt-Zeit) Computer Complex.

Nach einem Manöver des Raumschiffes erhielten zum Beispiel die Flugüberwacher in Houston alle Daten über die neue Flugbahn innerhalb von drei Sekunden. In dieser kurzen Zeit hatte eine der Bodenstationen die Daten mit Radarschirmen erfaßt und sie über das Goddard Raumfahrtcenter in Maryland nach Houston gesandt. Die Computerverarbeitung umfaßte Berechnungen, die einen Menschen wenigstens ein ganzes Jahr beschäftigt hätten.

Ein Stockwerk über dem großen RTCC-Rechenzentrum befindet sich die Flugleitung für das Apollo-Programm. Auf die über 600 optischen Anzeigen auf den Steuerpulten der Flugüberwacher projizieren die IBM-Computer laufend folgende Informationen: Angaben über den Zustand der Bordsysteme, über das Befinden der Astronauten, über den festgelegten Kurs (Soll-Werte), über die tatsächliche Flugbahn (Ist-Werte) sowie Angaben über die Auswirkung, die irgendein geplantes Manöver auf das Raumschiff haben könnte.

Für die Mondlandung berechnete RTCC die Abstiegsbahn des Mondlandefahrzeugs - nach seiner Trennung von der auf einer Mondumlaufbahn verbleibenden Kommando-Kapsel - wie auch die für die sichere Landung notwendigen Manöver bis zum Aufsetzen auf der Mondoberfläche.

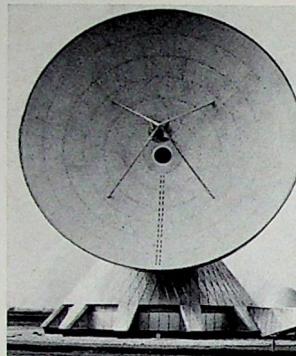
Die Befehlsfolge für die Computer-Berechnungen für die Mondlandung, das Computer-Programm für das Apollo-Programm, umfaßte über sechs Millionen Zeichen und ist damit länger als der Text der Bibel. Es wurde von einem IBM-Team geschaffen, das aus 600 Mathematikern, Systemanalytikern und Programmierern bestand.

Das Computer-Programm beruht auf numerischer Integrationstechnik. Grundlage sind ein mathematisches Modell des Raumschiffs (insbesondere der Charakteristika der Schubkräfte seiner 92 Einzeltriebwerke), ferner auch Gleichungen, die auf den Newton'schen Gesetzen der Himmelsmechanik beruhen und den Stand von Erde, Mond und Sonne berücksichtigen.

Sender und Programme

Raisting II auf dem „Prüfstand“

Die mechanischen Arbeiten an dem Riesenpiegel (28,5 m Ø) der Raisting Satelliten-Antennenanlage II sind in Kürze abgeschlossen; zur Zeit wird der Antennenspiegel elektrisch vermessen. Hierzu mußte die ganze Antenne aus der bisherigen Zenitstellung um die Elevationsachse geschwenkt und auf einen provisorisch aufgebauten



Meßsender gerichtet werden. Dieser Sender — er steht auf dem rund 30 km entfernten Vorderen Hörlé, einem Berg nahe bei Oberammergau — strahlt bestimmte Frequenzen im 4- und 6-GHz-Bereich ab. Siemens-Ingenieure ermittelten so das Strahlungsdiagramm, den Gewinn und die Feingenaugkeit der Originalantenne, für die bisher nur mathematische Berechnungen und Modellmessungen vorgelegen haben. Raisting II wird am 1. Oktober 1969 seinen Betrieb aufnehmen.

Aluminium-Antennenträger für Fernsehfüllsender

Für den Südwestfunk hat die Firma Pöhlmann, Kirn, in Zusammenarbeit mit anderen Unternehmen und mit dem Lehrstuhl für Stahl- und Leichtmetall an der Technischen Hochschule Karlsruhe neuartige Antennenträger aus Aluminium für Fernsehfüllsender entwickelt und hergestellt. Die Bauhöhen der bisher gefertigten Antennenträger betragen 20, 30, 42 und 45 m; in Entwicklung befinden sich derzeit Masten mit einer Höhe von 60 m.

Im Vergleich zu den bisher verwendeten Stahlgittertürmen und zu Stahlrohr- oder Schleuderbetonmasten zeichnen diese Neukonstruktion einige bemerkenswerte Vorteile aus: Die von den Kaiser Aluminium Werken, Koblenz, für den Bau der Masten gelieferten Bleche in Dicken von 6 bis 10,5 mm bestehen aus AlMg 4,5 Mn, einer Legierung, die sehr gute Korrosionsbeständigkeit hat. Die aus diesem Werkstoff gefertigten Masten sind praktisch wartungsfrei.

Das geringe Eigengewicht von Aluminium vereinfacht erheblich den Transport der Masten zu den oft schlecht zugänglichen Baustellen und erleichtert das Fundamentieren und die Montage dieser Leichtmetall-Antennenträger. Bei den von der Technischen Hochschule Karlsruhe vorgenommenen Festigkeitsuntersuchungen wurde die neue DIN 4131 zugrunde gelegt. Zusätzliche Materialprüfungen mit mehr als 1000 Meßergebnissen, bei denen hohe Windlasten angenommen wurden, ergaben, daß die Sicherheiten der Masten weit über 2,0 liegen. Gute Resultate erreichten auch die statischen und dynamischen Prüfungen der Schweißverbindungen.

Die Masten wurden aus einzelnen Blechen zu 6-mm-Schüssen mit Achteck-Hohlquerschnitt zusammengeschweißt. Mit Hilfe von Laschenverbindungen aus feuerverzinkten Stahlteilen sind die einzelnen Schüsse bis zur erforderlichen Bauhöhe miteinander verschraubt. Das Rohr wird mit Schrauben an einem maximal 1,5 m tiefen Betonfundament verankert. An der Mastaußenwand wird bis zur Mastspitze eine Steigleiter aus Aluminium-Winkelprofilen angebracht. Die getrennt vom Mast errichteten Gerätekabinen bestehen aus einem mit Blechen verkleideten feuerverzinkten Stahlgerippe.



Die FUNK-TECHNIK zeigt

auf der Deutschen Funkausstellung 1969 in Stuttgart

29.8.-7.9.1969

Halle 6, Stand 608

Selbstbau-Geräte aus dem FT-Labor

Hi-Fi

Leistungsfähiger UKW-Hi-Fi-Stereo-Tuner
Hi-Fi-Stereo-Verstärker
mit 2 x 12 W Ausgangsleistung

Für den KW-Amateur

KW-Transistor-Doppelsuper
Transistor-Dreifachsuper für das 2-m-Band
Universal-Transistor-Morsegenerator
Transistorbestückte elektronische Taste

Für Werkstatt und Labor

Universal-Quarzgenerator
Transistorisierter Sinus-Rechteck-Generator
Elektronischer Schalter
Transistoren- und Dioden-Prüfgerät
Transistorgeregeltes Netzgerät hoher
Ausgangsleistung
Vielseitiges Kleinnetzgerät
FT-Bastel-Ecke
mit Experimentierchassis

Bauanleitungen für alle im FT-Labor entwickelten und gebauten Geräte finden Sie in der FUNK-TECHNIK

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH 1 Berlin 52

Toleranzunempfindliche Synchronisations- und Horizontaloszillatorschaltung ohne Abgleich

Im folgenden wird eine neue, mit Transistoren aufgebaute, störungsfreie Synchronisations- und Horizontaloszillatorschaltung beschrieben. Bei dieser Schaltungskonzeption entfällt einerseits der Abgleich der Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung, da die Regelspannung frei von einer Vorspannung ist, und andererseits werden keine Spulen benötigt, so daß die Schaltung im Hinblick auf eine Automatisierung der Fertigung vorteilhaft ist. Darüber hinaus erzeugt die neue Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung auch noch bei einer Frequenzabweichung von ± 1600 Hz eine ausreichend hohe Regelspannung. Daher kann man einen abgleichlosen RC-Horizontaloszillator verwenden. Die RC-Generatorschaltung ist so ausgelegt, daß die Frequenz weitgehend von Temperatur- und Spannungsschwankungen unabhängig ist. Beim Phasenvergleich ergibt sich eine so große Nachstimmstabilität, daß selbst bei großen Frequenzabweichungen der Phasenrestfehler minimal bleibt. Trotz der großen

langt über ein Siebglied zur Frequenznachstimmmeinrichtung des Horizontaloszillators.

Die technische Entwicklung derartiger Nachlausynchronisationsschaltungen soll an Hand von Bild 2 kurz erläutert werden. Bild 2a zeigt eine früher häufig verwendete Schaltung: Eine Phasenvergleichsschaltung liefert die Nachstimmspannung für einen LC-Oszillator. Um gute Rausch- und Störbefreiung zu erreichen, sollte die Rauschbandbreite der Synchronisationschaltung bei etwa 150 Hz liegen. Der hierdurch auf rund ± 150 Hz begrenzte Synchronisierungsbereich macht eine Genauigkeit des Horizontaloszillators von $\pm 0,5\%$ (± 80 Hz) erforderlich. Diese hohe Genauigkeit läßt sich aber trotz des Abgleichs der Oszillatospule in der Fertigung über einen längeren Zeitraum nicht aufrechterhalten. Auch die bei Eurovisionssendungen zeitweise auftretenden Horizontalfrequenzabweichungen bis zu ± 500 Hz konnten von dieser Schaltung nicht aufgefangen

erheblich verbessert werden. Diese Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung läßt eine maximale Frequenzabweichung des Horizontaloszillators von $\pm 3\%$ zu. Auf einen Abgleich des Horizontaloszillators in der Fertigung kann aber trotzdem nicht verzichtet werden, da die Induktivitätstoleranzen der Spule wegen des verwendeten Ferritkernes zu groß sind. Die Vorteile der Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung wurden jedoch mit einem zusätzlichen Abgleich dieser Schaltung erkauft.

Die neue Synchronisations- und Horizontaloszillatorschaltung ist im Bild 2c zusammen mit ihren wichtigsten elektrischen Eigenschaften dargestellt. Wie daraus hervorgeht, wird zur Ansteuerung der Horizontal-Endstufe ein abgleichloser RC-Sinusoszillator verwendet, dessen Abweichung von der Sollfrequenz $\pm 7\%$ (± 1100 Hz) betragen darf. Der Fangbereich der neuen Synchronisationschaltung beträgt dagegen wenigstens ± 1600 Hz.

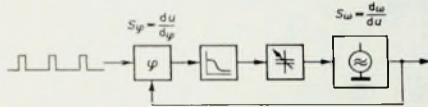
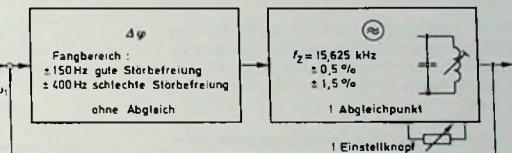
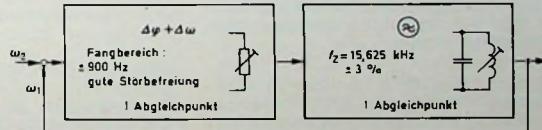


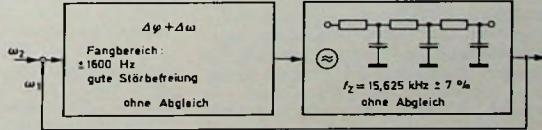
Bild 1. Blockschaltung eines Nachlausynchronierregelkreises



a)



b)



c)

Nachstimmstabilität wird bei Phasenstörungen aperiodisches Einschwingverhalten erreicht. Auf diese Weise gelang es, den Abgleichsaufwand im Prüffeld und beim Service zu verringern und wegen der großen zulässigen Toleranzen eine größere Betriebssicherheit zu erreichen.

1. Einleitung

In den Anfängen der Fernsehtechnik wurde der Horizontaloszillator direkt mit differenzierten Horizontalimpulsen synchronisiert. Als Horizontaloszillator verwendet man einen Relaxationsoszillator, also einen Sperrschwingen oder Multivibrator. Diese Schaltungstechnik ist jedoch bei vertraulichen und gestörten Signalen äußerst ungeeignet. Wesentlich bessere Ergebnisse erreichte man mit einem Sinus-Horizontaloszillator im Nachlausynchronierregelkreis. Bedingt durch die weitaus besseren qualitativen Eigenschaften, setzte sich dieses Verfahren in der Praxis durch.

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild eines Nachlausynchronierregelkreises. In einem Amplitudeneinsatz wird das Synchronismus vom Videosignal getrennt und einer Phasenvergleichsschaltung zugeführt. Hier erfolgt ein Phasenvergleich mit der Ausgangsspannung des zu synchronisierenden Horizontaloszillators. Die erzeugte Regelspannung ge-

werden, so daß zusätzlich ein von Hand zu bedienender Feineinsteller für die Horizontalfrequenz erforderlich war.

Mit der Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung nach Bild 2b wurde ein ausreichend großer Synchronisierungsbereich bei sehr guter Störbefreiung erreicht [1, 2, 3]. Der weitaus größere Fangbereich dieser Schaltung von ± 900 Hz macht einen von Hand bedienten Einstellknopf überflüssig. Darüber hinaus konnte die Störbefreiung gegenüber einer Phasenvergleichsschaltung mit einer Rauschbandbreite von 150 Hz

2. Frequenzstabilisierter und abgleichloser transistorbestückter sinusstabilisierter RC-Kipposcillator zur Ansteuerung von Horizontal-Endstufen

2.1. Elektrische Anforderungen

Die elektrischen Eigenschaften, die ein in der neuen Synchronisationschaltung eingesetzter Oszillator aufweisen muß, sind mit dem maximal erreichbaren Synchronisierungsbereich von ± 1600 Hz sowie mit der Forderung nach einer abgleichlosen Schaltung wie folgt fixiert:

a) Die Abweichung von der Sollfrequenz darf den Wert $\pm 7\%$ (± 1100 Hz) nicht überschreiten. Dieser Wert enthält bereits alle im ungünstigsten Fall auftretenden Toleranzen von Widerständen und Kondensatoren, mögliche Parameterstreuungen der Transistoren sowie Schwankungen von Betriebsspannung und Umgebungstemperatur.

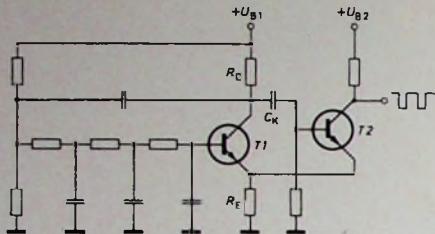


Bild 3. Prinzipschaltung des RC-Sinusoszillators

b) Die Frequenz des Oszillators muß sich um mindestens ± 1800 Hz verändern lassen.

c) Die hierzu erforderliche Nachstimmspannung muß der Regelspannungsverfügbarkeit der Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung angepaßt sein.

d) Der Eingangswiderstand der Frequenznachstimmstufe sollte wegen des verhältnismäßig großen Quellwiderstandes der Nachstimmspannung rund 2 MΩm betragen.

e) Die Oszillatorschaltung muß die zur Ansteuerung von Horizontal-Endstufen erforderlichen Impulse mit sehr steilen Flanken von etwa 1 μs Anstiegszeit liefern.

Die aus diesen Forderungen herauszulösenden zwei Hauptprobleme, nämlich hohe Frequenzkonstanz des Oszillators bei gleichzeitig steilen Flanken der Ausgangsimpulse, konnten mit der im Bild 3 dargestellten Oszillatorschaltung gelöst werden.

2.2. Prinzip des sinusstabilisierten RC-Kipposzillators mit Kippspannungsausgang

Wie aus Bild 3 hervorgeht, handelt es sich hierbei um die Kombination eines RC-Sinusoszillators (der aus dem Transistor T1 und einer Phasenschieberkette besteht) mit einer Kippstufe, in der der Transistor T2 eingesetzt ist. Vom Kollektor des Transistors T1 zweigen sowohl der nichtselektive Rückkopplungsweg zur Erzeugung von Kippschwingungen als auch ein frequenz- und phasenselektiver, für impulsförmige Spannungen nahezu un durchlässiger Rückkopplungsweg ab, der zur selbständigen Erzeugung von Sinusschwingungen dient.

Bild 4a zeigt die sinusförmige Spannung an der Basis von T1. Während der Rückkopplungsweg für die Sinusschwingung an der Basis des Transistors T1 endet und daher, abgesehen von der geringen Rückwirkung von T1, vom Transistor T2 entkoppelt ist, schließt sich der Rückkopplungsweg für die Kippschwingungen über den gemeinsamen Emitterwiderstand R_E, so daß sich Sinusschwingung und Kippschwingung am Emitterwiderstand und somit auch am Kollektorwiderstand R_C überlagern (Bild 4b). Dadurch wird die Kippschwingung durch die Sinusschwingung so beeinflußt, daß sie dieselbe Frequenz wie die Sinusschwingung annimmt. Die Kippschwingung ist also die passive Schwingung. Die Frequenz der Sinusschwingung bleibt dagegen von der Kippschwingung nahezu unbeeinflußt. Das bedeutet, daß einerseits die Frequenzstabilität sehr groß ist, da die Sinusschwingung die frequenzbestimmende Schwingung ist, andererseits aber auch Kippschwingungen mit sehr großer Steilheit erreicht werden können (Bild 4c).

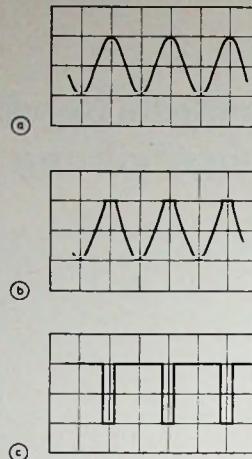


Bild 4. Spannungsverlauf in der Schaltung nach Bild 3; a) sinusförmige Spannung an der Basis von T1, b) mit dem Kippimpuls überlagernde Sinusspannung am Kollektor von T1, c) Kippimpuls am Kollektor des Transistors T2

und im Bild 6b am Kollektorwiderstand R₁ dargestellt. Man erkennt die Sinusschwingung mit überlagerten Impulskanten. Bild 6c gibt die an R₁₀ stehende Impulsspannung zur Ansteuerung der Horizontal-Endstufe wieder. Die Schaltung eignet sich zur Ansteuerung einer Horizontal-Endröhre, z. B. PL 504 oder PL 509, da der Transistor T3 in der Kippstufe ein Hochvolttyp ist. Eine entsprechende Oszillatorschaltung zur Ansteuerung einer Thyristor-Endstufe wird im Abschnitt 2.5.4. angegeben.

Im Gegensatz zur Prinzipschaltung wurde die endgültig ausgeführte Oszillatorschaltung um eine Stufe, die Nachstimmstufe, erweitert. Die Schaltung besteht also aus dem Regelspannungssiebglied, der Phasenschieberkette, der Nachstimm- und Verstärkerstufe sowie der Kippstufe.

2.4. Regelspannungssiebglied

Ausschlaggebend für ein einwandfreies Synchronisations- und Einschwingverhalten der gesamten Synchronisations-

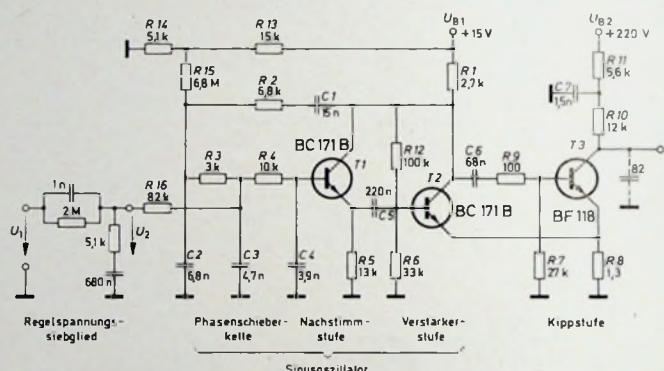


Bild 5. RC-Sinusoszillator mit Transistoren zur Ansteuerung einer Horizontal-Endröhre

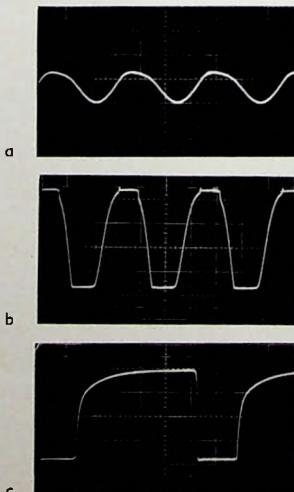


Bild 6. Oszilloskopbilder der Schaltung nach Bild 5; a) Spannung an der Basis von T1 (vertikal: 100 mV/Tlg., horizontal: 20 μs/Tlg.), b) Spannung am Kollektor von T2 (vertikal: 2 V/Tlg., horizontal: 20 μs/Tlg.), c) Spannung am Kollektor von T3 (vertikal: 50 V/Tlg., horizontal: 10 μs/Tlg.)

schaltung, die aus der Vergleichsschaltung (zum Beispiel Phasenvergleichsschaltung oder Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung mit Dioden oder Transistoren) und dem nachstimmenden Oszillator besteht, ist die Dimensionierung des zwischen beiden Schaltungen liegenden Regelspannungssiebgliedes. Darüber hinaus bildet das Regelspannungssiebglied im nichtsynchroisierten Zustand den zeitlichen Mittelwert der Spannung U_1 , der dann als verstimmungsabhängige Regelspannung U_2 der Nachstimmstufe T_1 des Oszillators zugeführt wird. Das im Bild 5 angegebene Regelspannungssiebglied wurde für eine Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung mit Transistoren ausgelegt. Wird eine andere Vergleichsschaltung verwendet, so ist eine Änderung des Regelspannungssiebgliedes erforderlich.

2.5. Sinusstabilisierter RC-Kipposzillator

Der sinusstabilisierte RC-Kipposzillator ist in der bereits beschriebenen Weise

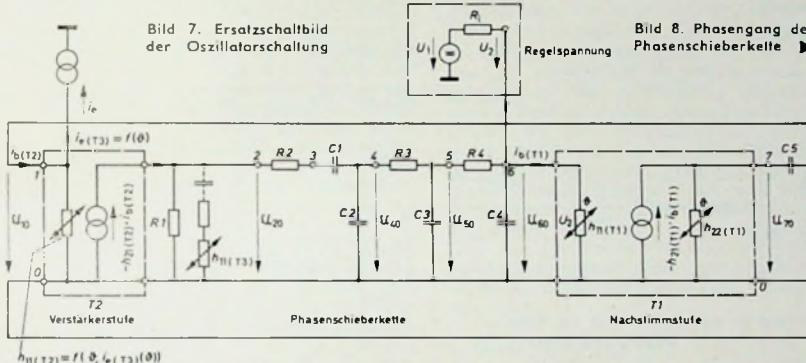
Widerstände mit Toleranzen von $\pm 2\%$, so ergeben sich allein hierdurch im ungünstigsten Fall Frequenzabweichungen von $\pm 4\%$, da die Frequenz eines Oszillators mit RC-Phasenschieberkette dem Produkt $R \cdot C$ umgekehrt proportional ist.

Die sich infolge β -Streuungen aller Transistoren von je 1 : 3 ergebende Frequenzabweichung wurde ebenfalls im ungünstigsten Fall zu $\pm 2\%$ ermittelt. Dieser verhältnismäßig geringe Wert konnte dadurch erreicht werden, daß der zur Nachstimmung ohnehin erforderliche Transistor T_1 derart in die Schaltung mit einbezogen wurde, daß sich für den verstärkenden Transistor T_2 annähernd Spannungssteuerung ergibt.

Der Fall, daß alle Bauelemente Toleranzen aufweisen, die im ungünstigsten Falle in eine Richtung tendieren, dürfte jedoch in der Praxis kaum vorkommen. Wird trotzdem mit dieser Möglichkeit gerechnet, so ergibt sich allein infolge von Bauelementetoleranzen eine Fre-

Eine Selbsterregung der Schaltung ist dann möglich, wenn

1. die durch den Kollektorstrom $h_{21}(T_2) \cdot i_b(T_2)$ des Transistors T_2 an R_1 erzeugte Spannung U_{20} in der Phasenschieberkette in ihrer Phasenlage derart gedreht wird, daß die am Ende der Phasenschieberkette stehende Spannung U_{10} in der Lage ist, einen Basisstrom $i_b(T_2)$ zu erzeugen, der dieselbe Phasenlage wie der Kollektorstrom $i_c(T_2)$ aufweist, und wenn
2. darüber hinaus der Stromverstärkungsfaktor β des Transistors T_2 groß genug ist, um mit dem zur Verfügung stehenden Basisstrom $i_b(T_2)$ den erforderlichen Wert des Kollektorstroms $i_c(T_2)$ zu erreichen. Sorgt man durch entsprechende Auslegung der Verstärkerstufe dafür, daß diese letzte Bedingung über einen entsprechend großen Frequenzbereich aufrechterhalten wird, so wird die Schaltung bei derselben Frequenz erregt, bei der sich die geforderte Phasenbedingung des Basisstroms am Eingang der Verstärkerstufe einstellt.



aufgebaut. Er besteht aus einer aktiven Stufe mit dem Transistor T_2 und einer phasenselektiven Stufe mit den Widerständen $R_1 \dots R_5$ und den Kondensatoren $C_1 \dots C_5$, wobei R_2, R_3, R_4 und C_2, C_3, C_4 den Hauptanteil zur Phasendrehung beitragen. Abweichend von der bisherigen Beschreibung, wurde in den phasenselektiven Rückkopplungszweig noch eine Nachstimmstufe mit dem Transistor T_1 eingefügt. Sie hat neben ihrer eigentlichen Bestimmung, nämlich der Frequenznachstimmung des Oszillators, noch die Aufgabe, den hochohmigen Ausgangswiderstand der Phasenschieberkette an den niedrigen Eingangswiderstand der Verstärkerstufe T_2 anzulegen sowie den Eingangswiderstand für die Regelspannung U_1 entsprechend hochohmig zu machen. Darüber hinaus ist die Nachstimmstufe so dimensioniert, daß eine allgemeine frequenzstabilisierende Wirkung bei Streuungen der Transistorparameter und bei Umgebungstemperatur schwankungen erreicht werden kann.

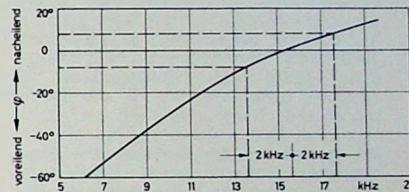
2.5.1. Toleranzbetrachtungen

Bevor auf die Wirkungsweise der Nachstimmstufe eingegangen wird, soll zunächst die sich ergebende Frequenzabweichung des Oszillators bei Bauelementetoleranzen betrachtet werden. Verwendet man bei einem abgleichlosen RC-Sinusoszillator im Rückkopplungsnetzwerk Kondensatoren und

Frequenzabweichung von $\pm 6\%$. Wie bereits eingangs erwähnt, darf die maximal zulässige Frequenzabweichung $\pm 7\%$ betragen. Die durch Bauelementealterung sowie durch Betriebsspannungs- und Umgebungstemperaturschwankungen verursachte Frequenzänderung darf demnach lediglich $\pm 1\%$ betragen. Es ist leicht einzusehen, daß diese hohe Konstanz der Frequenz ohne entsprechende zusätzliche Schaltungsmaßnahmen im Fernsehempfänger nicht erreicht werden kann.

2.5.2. Nachstimmstufe

Zur Erläuterung der Wirkungsweise der Nachstimmstufe ist im Bild 7 das Ersatzschaltbild der Oszillatorschaltung nach Bild 5 angegeben. Die im Bild 7 gewählte Vierpolersatzschaltung für die aktiven Bauelemente kann hier stark vereinfacht wiedergegeben werden. Der Doppelpfeil, der in das Widerstands symbol für die Ein- und Ausgangswiderstände ($h_{11}, 1/h_{22}$) der Transistoren T_1, T_2 und T_3 eingetragen ist, soll die Temperaturabhängigkeit dieser Widerstände beziehungsweise die Spannungsabhängigkeit des Eingangswiderstandes $h_{11}(T_1)$ der Nachstimmstufe andeuten. Darüber hinaus ist die Auswirkung der Verkopplung der Kippstufe T_3 mit der Verstärkerstufe T_2 durch eine scheinbare, von der Temperatur abhängige Einströmung in den Knotenpunkt 1 dargestellt.



Im Bild 8 ist der gemessene Phasengang der Phasenschieberkette dargestellt. Hierin ist φ der Phasenunterschied, der sich bei aufgetrettem Rückkopplungsweg zwischen einer am Punkt 1 angelegten externen Sinusspannung und der sich dadurch am Ausgang der Phasenschieberkette einstellenden Spannung U_{10} ergibt. Bei der Aufnahme des Phasenganges wurde der Nachstimmenschaltung eine solche Regelspannung U_1 zugeführt, daß sich bei der Sollfrequenz 15,625 kHz ein Phasenwinkel von $\varphi = 0$ einstellt. Aus Bild 8 ergibt sich die für eine Frequenzänderung von ± 2000 Hz notwendige Phasenverschiebung $\varphi = \pm 8^\circ$. Aufgabe der Nachstimmstufe ist es nun, diese Phasenänderung von insgesamt $\Delta\varphi = 16^\circ$ zu realisieren.

Wie aus Bild 7 ersichtlich, liegt dem zur Phasenschieberkette gehörenden Kondensator C_4 der Eingangswiderstand h_{11} des Transistors T_1 parallel.

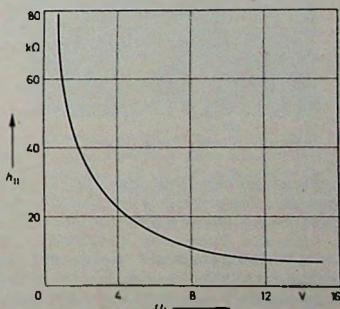


Bild 9. Abhängigkeit des Eingangswiderstandes h_{11} der Nachstimmstufe T_1 von der Regelspannung U_1

Die Nachstimmstufe ist schaltungstechnisch so ausgelegt, daß sich der Gleichstromarbeitspunkt von T_1 in Abhängigkeit von einer hochohmig der Basis zugeführten Gleichspannung (Regelspannung U_1) lediglich in der unteren Hälfte der Eingangskennlinie (das heißt bei sehr niedrigen Kollektorströmen) verschieben läßt. Dadurch wurde eine Änderung des Eingangswiderstandes h_{11} zwischen etwa 70 kOhm bei $U_1 = 1$ V und rund 7 kOhm bei $U_1 = 14$ V erreicht (Bild 9). Bei der im Bild 5 angegebenen Dimensionierung der Phasenschieberkette genügt diese Widerstandsänderung, um die erforderliche Phasenverschiebung von $\Delta\varphi = 16^\circ$ zu erhalten. Das aus Bild 7 abgeleitete Vektordiagramm Bild 10 soll dies veranschaulichen.

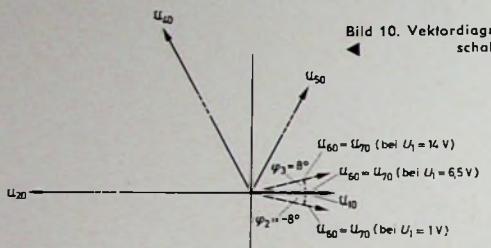
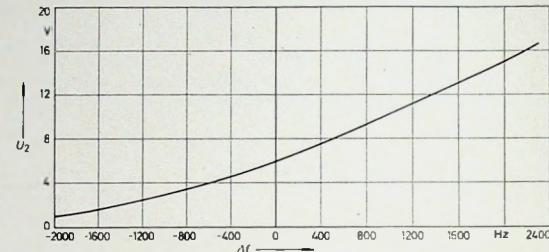


Bild 10. Vektordiagramm der Ersatzschaltung nach Bild 7

Bild 11. Nachstimmcharakteristik des RC-Sinusoszillators



Da es sich bei der vorliegenden Phasenschieberkette um ein Netzwerk handelt, das allgemein bekannt sein dürfte, wurde auf die vollständige Herleitung der einzelnen Vektoren verzichtet. Das im Bild 10 dargestellte Vektordiagramm gibt daher nur die für die weiteren Betrachtungen wichtigen Spannungen und Ströme wieder. Ausgegangen wurde vom Basisstrom $i_b(T_2)$ des Transistors T_2 , dem der Phasenwinkel $\varphi = 0$ zugeordnet wurde. In Phase liegt die Spannung U_{10} , da bei dieser Frequenz der Eingangswiderstand von T_2 als rein ohmisch angesehen werden kann. Darauf aufbauend ergeben sich die weiteren Phasenwinkel der Spannungen und Ströme, wenn die Dimensionierung des Oszillators nach Bild 5 sowie die Sollfrequenz von 15,625 kHz zugrunde gelegt wird. Bei geschlossenem Rückkopplungsweg stellt sich eine

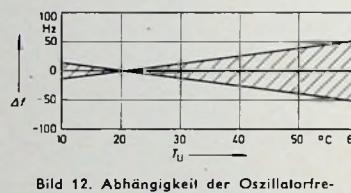


Bild 12. Abhängigkeit der Oszillatorkreisfrequenz von der Umgebungstemperatur T_u

ratur um 2,4 mV/grd abnehmende Basis-Emitter-Spannung, verringert sich der Wert des Eingangs- und des Ausgangswiderandes der Nachstimmstufe T_1 . Beide Änderungen ergeben eine derartige Phasenänderung, daß die Frequenz in Richtung höherer Werte abweicht. Gleiche Verhältnisse würden sich bei der Verstärkerstufe T_2 ergeben, wenn nicht die Verkopplung mit der Kippstufe über den gemeinsamen Emitterwiderstand R_8 vorhanden wäre. Im Bild 7 ist dies durch eine scheinbare und mit der Temperatur sich ändernde Einströmung $i_e(T_3)$ in den Knotenpunkt 1 angedeutet. Die Änderung dieser Einströmung mit der Temperatur erreicht einen solchen Wert, daß der Eingangswiderstand $h_{11}(T_2)$

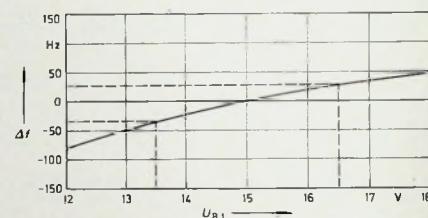


Bild 13. Abhängigkeit der Frequenz von der Betriebsspannung U_{B1}

der Verstärkerstufe T_2 bei steigender Temperatur einen größeren Wert annimmt.

Durch entsprechende Dimensionierung des Widerandes R_5 sowie des Kondensators C_5 konnte diese gegenläufige

besondere die Nachstimmstufe auf die Phasendrehung des Rückkopplungsnetzwerkes großen Einfluß hat. Eine temperaturbedingte Frequenzabweichung könnte selbstverständlich durch einen entsprechenden NTC-Widerstand kompensiert werden. Bei der vorliegenden Oszillatorschaltung bietet sich jedoch eine andere Art der Temperaturkompensation an.

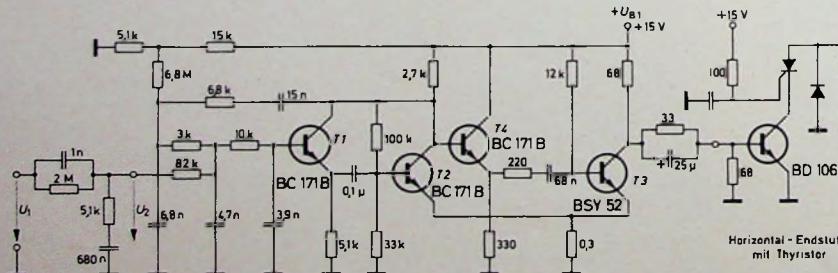


Bild 14. RC-Sinusoszillator zur Ansteuerung einer Horizontal-Endstufe mit Thyristor

Frequenz gemäß dem im Bild 8 angegebenen Phasengang ein: für die Regelspannung $U_1 = 6,5$ V (entsprechend $\varphi_1 = 0^\circ$) die Frequenz 15,625 kHz, für $U_1 = 1$ V (entsprechend $\varphi_2 = -8^\circ$) die Frequenz 13,625 kHz und für $U_1 = 11$ V (entsprechend $\varphi_3 = +8^\circ$) die Frequenz 17,625 kHz. Bild 11 zeigt die gemessene Nachstimmcharakteristik des RC-Sinusoszillators.

Im Bild 7 sind diejenigen Parameter der Transistoren, die hauptsächlich zur Frequenzänderung des Oszillators bei Umgebungstemperaturänderungen beitragen, mit Doppelpfeilen gekennzeichnet. Es sind dies die Eingangswiderstände $h_{11}(T_1)$ und $h_{11}(T_2)$, der Ausgangswiderstand $1/h_{22}(T_1)$ sowie die angenommene Einströmung $i_e(T_3)$. Bedingt durch die bei steigender Tempe-

Änderung des Eingangswiderstandes $h_{11}(T_2)$ zur Frequenzstabilisierung bei Umgebungstemperaturänderungen herangezogen werden. Das Ergebnis zeigt Bild 12. Die schraffierte Fläche gibt den durch Bauelementetoleranzen von $\pm 10\%$ bedingten Einfluß auf die beschriebene Kompensation an. Bei einer Temperaturänderung von 10°C auf 60°C beträgt die Abweichung von der

Sollfrequenz auch im ungünstigsten Fall nur $\pm 0,4\%$.

Die Abhängigkeit der Oszillatorkreisfrequenz von der Betriebsspannung ist im Bild 13 dargestellt. Auch hier zeigt der Oszillator ein sehr gutes Verhalten. Bei Spannungsschwankungen von $\pm 10\%$ ändert sich die Frequenz nur um weniger als $\pm 0,2\%$.

2.5.4. Kippstufe

Aufgabe der Kippstufe ist es, die zur Ansteuerung von Horizontal-Endstufen erforderlichen Impulse zu erzeugen. Form und Größe der Impulse hängen von dem in der nachfolgenden Horizontal-Endstufe eingesetzten aktiven Bauelement ab. Da die prinzipielle Arbeitsweise der Kippstufe bereits im Abschnitt 2.2. beschrieben wurde, soll im folgenden nur auf die Dimensionierung der Kippstufe eingegangen werden, die für Horizontal-Endstufen mit Röhren und mit Thyristoren erforderlich ist. Die zur Ansteuerung von röhrenbestückten Horizontal-Endstufen geeignete Oszillatorschaltung wurde bereits im Bild 5 gezeigt. Die Kippstufe mit dem Transistor T 3 liefert eine Impulsspannung von etwa 220 V. Der impulsförmige Kollektorstrom wird durch das RC-Glied R 10, C 7, R 11 in die zur Ansteuerung der Horizontal-Endröhre erforderliche Sägezahnspannung umgeformt. Die Sperrflanke hat eine Steilheit von etwa $1 \mu\text{s}/220 \text{ V}$. Die Sperrzeit liegt bei $13 \mu\text{s}$ und kann durch Ändern der Zeitkonstante des zur Basisgleichrichtung dienenden RC-Gliedes C 6, R 7, R 9 variiert werden.

Bild 14 gibt die entsprechende Oszillatorschaltung zur Ansteuerung der Horizontal-Endstufe mit Thyristor wieder. Bei dieser Schaltung wurde lediglich die Kippstufe so abgeändert, daß ihr ein Rechteckstrom von etwa 300 mA nach Bild 4c entnommen werden kann. Da die Oszillatorenstufe den hierfür erforderlichen hohen Basisstrom der Kippstufe mit dem Transistor BSY 52 nicht direkt liefern kann, ist ein Emitterfolger mit dem Transistor T 4 notwendig.

Bei den hier beschriebenen RC-Sinusoszillatorschaltungen zur Ansteuerung von Horizontal-Endstufen wurde bewußt auf eine Abgleichmöglichkeit des Oszillators verzichtet. Ihre Anwendung ist daher zunächst nur im Zusammenhang mit der im nächsten Abschnitt beschriebenen neuen Synchronisationschaltung sinnvoll. Soll der Oszillator zusammen mit anderen Schaltungen eingesetzt werden, die die Frequenztoleranz von $\pm 7\%$ nicht gestatten, oder soll auf die engtolerierten Widerstände und Kondensatoren verzichtet werden, so besteht die Möglichkeit eines Frequenzabgleichs, indem der Festwiderstand R 3 durch einen Potentiometer von etwa 10 kOhm ersetzt wird.

(Fortsetzung folgt)

Schrifttum

- [1] Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung für die vollautomatische Synchronisierung der Horizontalablenkung in Fernsehempfängern. SEL Technische Mitteilung T 0922-2
- [2] G a b m a n n, G.-G.: Neue Phasen- und Frequenzvergleichsschaltungen. Arch. Elektr. Übertr. Bd. 15 (1961) Nr. 8, S. 359-376
- [3] Die neue Triode-Heptode ECH 84a. SEL Technische Mitteilung T 0922-8

Neues Antennenprogramm für den deutschen Markt

Tab. I. Silver-Star-Antennen für die Bereiche III und IV/V

	Elemente	Gewinn dB	V/R dB
VHF 4 S	4	5	15
VHF 6 S	6	6,5	15
VHF 9 S	9	9,5	23
VHF 12 S	12	10,5	26
UHF 12 S	12	7,5	24
UHF 18 S	18	11,5	23
UHF 24 S	24	11,5	23

1.2. Verstärker

Der Verstärker „22 EA 100201“ (47 bis 800 MHz) ist zusammen mit dem Netzteil in einem tropfwasserdichten Kunststoffgehäuse untergebracht. Als Allbereichsverstärker ist er im wesentlichen für kleine Einzelhaushaltseinheiten oder auch zur Vorverstärkung eines schwach einfallenden Senders bestimmt, läßt sich ebensogut aber auch für die Installation eines Zweit- oder Drittgeräts in der Wohnung verwenden. In dem genannten Frequenzbereich hat er $20 \text{ dB} \pm 2 \text{ dB}$ Verstärkung und ein Rauschmaß von 6,5 bis 10 dB. Bei 60 dB Intermodulationsabstand (IMA) ist die maximal zulässige Ausgangsspannung 100 mV (100 dB_uV), bei 52 dB IMA 160 mV (104 dB_uV).

Um von Transistor- und Fertigungstoleranzen weitgehend unabhängig zu sein, sind die einzelnen Stufen des dreistufigen Verstärkers ($2 \times \text{BFY } 90$, BFW 30) als hintereinander geschaltete Vierpol aufgebaut. Hohe Stabilität der einzelnen Stufen hat man durch starke Stromgegenkopplung im Emitterzweig und eine Spannungsgegenkopplung auf die Basis erreicht.

Da die Transistor-Parameter nicht bis zu ihrer obersten Betriebsfrequenz konstant sind, sind besondere Maßnahmen erforderlich, um die Verstärkung auch hier konstant zu halten. Dazu dient einmal eine frequenzabhängige Gegenkopplung im Emitterzweig. Zum

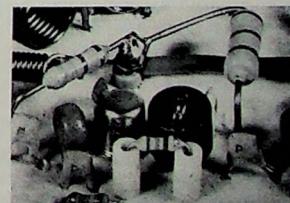


Bild 1. Der auf sehr langen Beinen montierte Gegenkopplungswiderstand (Mitte vorn) bildet mit seiner Eigenkapazität und der Induktivität der Leitungen einen Sperrkreis, der die Gegenkopplung im oberen Frequenzbereich des Antennenverstärkers verringert

anderen spielt aber auch die mechanische Anordnung bestimmter Bauelemente eine Rolle. So hat man beispielsweise einen Gegenkopplungswiderstand auf sehr langen Beinen montiert (Bild 1) und diese Beine durch je zwei

¹⁾ Zukunftsträchtiger Antennenmarkt in der BRD. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 15, S. 565

untergelegte Keramikperlen genau fixiert. Mit der Eigenkapazität des Widerstands und der Induktivität der Zuleitungen erhält man einen Sperrkreis, der zusätzlich die Gegenkopplung im oberen Frequenzbereich ebenfalls verringert. Der Verstärkungsverlauf bleibt dadurch bis etwa 800 MHz praktisch konstant und hat sogar bei 750 MHz eine kleine Anhebung. Jede Stufe hat etwa 6,5 dB Verstärkung; Eingang und Ausgang sind immer mit 60 Ohm abgeschlossen.

Erwähnt sei noch die Ausführung des Arbeitswiderstandes im Kollektorkreis. Die Transistoren sind jeweils über kleine Autotransformatoren gekoppelt, die aus einem kleinen Ferritkern mit einigen Drahtwindungen bestehen. Das Übersetzungsverhältnis ist etwa $\frac{1}{2}$, so daß der Eingangswiderstand des nachfolgenden Transistors um den Faktor 2 vergrößert im Kollektorkreis des vorhergehenden Transistors erscheint. Man erreicht dadurch eine besonders für die Endstufe vom Breitbandverstärker vorteilhafte geringere Stromaussteuerung des Transistors und vermeidet Störungen, insbesondere Kreuzmodulation.

2. Gemeinschafts-Antennenanlagen

Das für die Erstellung von Gemeinschafts-Antennenanlagen (GA-Anlagen) von Philips angebotene Typenprogramm ist wesentlich umfangreicher als das „Silver-Star“-Programm, denn hier werden je nach Anzahl der angeschlossenen Teilnehmer vielseitigere und höhere Anforderungen gestellt. Das gilt nicht nur für die eigentlichen Antennen und Verstärker, sondern auch für das Zubehör.

2.1. Antennen

Das Antennen-Programm enthält neben dem LMKU-Stab mit UKW-Antenne (Faldipol, bis zu 8 Elementen ausbaufähig) die Bereich-I-Kanalantennen mit zwei und drei Elementen und Bereich-III-Antennen in Breitband-Ausführung (K 5-12) und Halbband-Ausführung (K 5-7 und K 8-12) mit 4, 6, 9 und 12 beziehungsweise 7, 10 und 12 Elementen. Die UHF-Antennen sind sogenannte Lambda-Antennen mit 3, 9 und 21 Elementen in Breitband-Ausführung (K 21-68) und Halbband-Ausführung (K 21-37 und K 38-60). Alle Antennen werden über Breitband-Übertrager (47 ... 800 MHz) mit im Mittel 0,5 dB Durchgangsdämpfung exakt an den Wellenwiderstand des Koaxialkabels (60 Ohm) angepaßt. Diese Symmetriekernübertrager können direkt in die jeweilige Antennendose eingebaut werden. Am Rande erwähnt sei noch die praktische Schnellmontage, die es ohne Werkzeug ermöglicht, den Übertrager wahlweise für 240-Ohm-Kabel oder 60-Ohm-Koaxialkabel zu benutzen.

2.2. Maste

Um bei der Montage Zeit und Personal zu sparen, hat Philips einen Schiebemast und eine Mastbefestigung konstruiert, die es einem einzigen Mann ermöglichen, selbst umfangreiche Antennengebilde zu montieren.

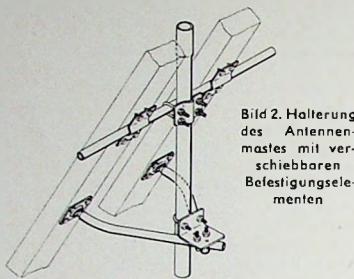
Der als 4-m- oder 6-m-Schiebemast gefertigte Antennenträger hat ein Schraubgewinde, mit dem sich das Ausziehrohr in jeder Stellung fixieren läßt.

Damit ist die Arbeitshöhe variabel einstellbar. Die neue Mastbefestigung (Bild 2) ermöglicht es, in der Wahl des Antennenstandorts relativ unabhängig von den örtlichen Gegebenheiten zu sein. Der Mast wird an zwei Stellen gehalten: von einer oberen Befestigungsschelle, die horizontal beweglich auf einem waagerecht zwischen den Dachsparren angeschraubten Träger sitzt, und in einem unteren Kreuzgelenk, das aus zwei beweglichen Armen besteht, die in Kugelgelenken

dämpfung von U bis F III etwa 3,5 dB, bei UHF etwa 4 dB; Entkopplung zwischen den Ausgängen für F I und F III mehr als 30 dB, für F IV/V mehr als 18 dB. Für den UKW-Bereich ist die Entkopplung der beiden Ausgänge besonders groß, um mit Sicherheit zu verhindern, daß Oszillator-Oberwellen von UKW-Empfängern den Fernsehempfang der anderen Stammleitung stören.

2.3.2 Star und Super-Star

Für große GA-Anlagen sind die beiden mechanisch gleich aufgebauten Verstärker „Star“ und „Super-Star“ bestimmt. Charakteristisch für sie ist das Kombinationsstecksystem (Bild 3), das große Freizügigkeit beim Aufbau von GA-Anlagen bietet. Eine Montageschiene nimmt in der Mitte das Netzteil auf. Die Stromversorgung der Verstärker erfolgt über verdeckt liegende Stromschienen automatisch beim Einstecken der Verstärker in die Schiene.



gelagert und ebenfalls an den Dachsparren angeschraubt sind. Damit kann der Mast bei der Antennenmontage in jeder gewünschten Position gehalten werden, und nach beendeter Montage braucht der Monteur den Mast nur auszurichten und die obere und die untere Schelle der Mastbefestigung festzuziehen.

2.3. Verstärker

Der kleine zweistufige Breitband-Verstärker „22 EA 100001“ (50 ... 860 MHz) mit getrenntem Netzteil und der Möglichkeit zur Fernspeisung über das HF-Kabel hat 14,5 dB Gewinn, 5 ... 7 dB Rauschmaß und 100 dB_{uV} Ausgangspegel bei 60 dB IMA. „Starlet International“ (47 ... 800 MHz) ist die Weiterentwicklung des ersten transistorbestückten Breitband-Verstärkers in Europa. Seine maximal zulässige Ausgangsspannung bei 52 dB IMA ist 104 dB_{uV} und 100 dB_{uV} bei 60 dB IMA.

2.3.1. Starlet

Während die beiden vorgenannten Verstärker nur einen Eingang haben, hat der Verstärker „Starlet“ vier Eingänge (LMKU, Bereiche I, III und IV/V) und einen oder zwei umschaltbare Ausgänge. Es handelt sich ebenfalls um einen Allbereich-Verstärker (47 bis 800 MHz, Eingangs- und Ausgangsimpedanz jeweils 60 Ohm) mit 26 dB Verstärkung für die Fernsehbereiche, die für F III und F IV/V stufenlos um etwa 20 dB veränderbar ist. Im LMK-Bereich wird nicht verstärkt, bei U um 6 dB. Alle Bereichweichen sind im Verstärker eingebaut; der dämpfungsarme Verteiler befindet sich im Netzteil.

Die einzelnen Stufen sind gleichartig aufgebaut (2 × BFY 90, 2 × BFW 30). Zur Ableitung von Überspannungen aus der Antenne liegt parallel zur Basis-Emitter-Strecke des ersten Transistors eine Diode OA 90. Der Verteiler ist als Differential-Übertrager ausgebildet. Dadurch kann man die Ausgangsenergie bei geringsten Verlusten auf zwei Ausgänge verteilen und erreicht trotzdem eine gute Entkopplung der beiden Ausgänge (Durchgangs-

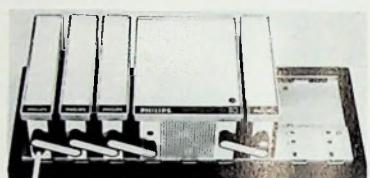


Bild 3. Montageschiene mit zentral angeordnetem Netzteil und mehreren eingesetzten „Star“- oder „Super-Star“-Verstärkern

Zum Zusammenschalten der Verstärker werden Steckbrücken mit 60 Ohm Wellenwiderstand benutzt, die in Buchsen am unteren Ende eines jeden Verstärkereinsatzes eingeführt werden können. In großen GA-Anlagen können „Star“- und „Super-Star“-Verstärker in beliebiger Reihenfolge symmetrisch zum zentral befestigten, kurzschlußfesten Netzteil angeordnet werden. Sie lassen sich höchst einfach einpegnen und überprüfen, da jeder Verstärker für sich allein innerhalb der Gehäuseanlage kontrolliert werden kann (separate Meßbuchsen, getrennte Abschaltmöglichkeiten).

Die „Star“-Verstärker sind ausgelegt für Ausgangsspannungen von 1,5 V (123,5 dB_{uV}) im UHF-Bereich und von 2 V (126 dB_{uV}) im VHF-Bereich (jeweils für 51 dB IMA). Über ein T-Glied läßt sich die Verstärkung (35 dB) um 15 dB herabsetzen. Die 3-dB-Bandbreite der Durchlaßkurve für den „Star“-Verstärker ist ebenso wie für den „Super-Star“-Verstärker 14 MHz. Für das Rauschmaß werden firmenseitig folgende Werte genannt: 5 dB für F I, 6 dB für LMKU, 5 dB für F III und 8 dB für F IV.

Der „Super-Star“-Verstärker mit 50 dB Verstärkung hat als erster Verstärker auf dem deutschen Markt eine automatische Verstärkungsregelung mit mehr als 20 dB Regelbereich. Feldstärkeschwankungen, die in großen GA-Anlagen zu empfindlichen Störungen führen können, werden dadurch mit Sicherheit vermieden; eine Übersteuerung der Verstärker ist ausgeschlossen. Der zulässige Ausgangspegel läßt sich bei der Installation der Anlage mit dem Sollwert-Einsteller genau festlegen.

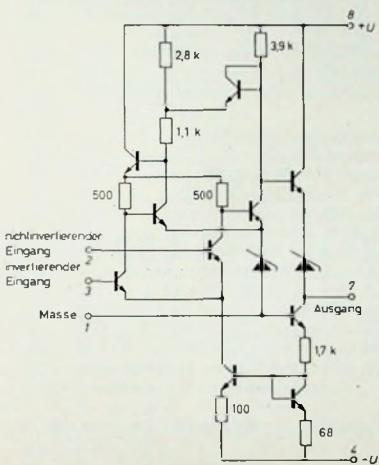
Integrierte Schaltungen

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 24 (1969) Nr. 15, S. 564

Im Prinzip sind die Differenz-Spannungskomparatoren MIC 710 und MIC 711 (Bilder 23 und 24) von Intermetal ebenfalls Operationsverstärker. Bei ihnen wird jedoch der lineare Verstärkungsbereich nicht ausgenutzt, sondern sie werden praktisch als Schalter für ja-nein-Anwendungen eingesetzt.

Nachstehend ist eine Reihe von Anwendungsmöglichkeiten für Operationsverstärker und Spannungskomparatoren aufgezählt:

Funktionsverstärker für Analogrechner, Nulldetektor, zum Beispiel Verstärker



für Thermistorbrücken oder andere Meßbrücken,
Eingangsverstärker
für elektronische Meßgeräte,
schneller Verstärker für Photodioden,
Verstärker mit hohem Eingangswiderstand für piezoelektrische Geber,
Vorverstärker für Servosysteme mit photoelektrischen Gebern,
selektiver Verstärker mit Doppel-T-Brücke,
Integrator oder Tiefpaßverstärker,
Spitzenwertdetektor,
Impedanzwandler,
Laufzeitentzerrer,
transformatorloser Modulator-Demodulator,
transformatorloser 400-Hz-Phasendetektor,
Schmitt-Trigger mit einstellbarer Schaltschwelle,
Impulshöendiffektor, Leseverstärker für Kernspeicher, Grenzwertverstärker in automatischen Prüfgeräten.

3.2. Verstärker für Hörlhilfen
Als erste integrierte Schaltung für Konsum-Anwendungen kam in den USA der Hörgeräteverstärker nach

Bild 25 auf den Markt. Das war eine folgerichtige Entwicklung, da die Benutzer von Hörgeräten gerne gewillt waren, einen entsprechenden Preis für kleine Abmessungen und geringes Gewicht zu bezahlen. Inzwischen gibt es auf dem Markt eine Vielzahl ähnlicher Hörgeräte-ICs.

3.3. Hochfrequenz- und Zwischenfrequenzverstärker

Praktisch alle mit konventionellen Bauelementen aufgebauten Hoch- und Zwischenfrequenzverstärker benutzen

b) RC-Filter können realisiert werden als Teil der integrierten Schaltung oder (unter Benutzung eines getrennten Substrates) extern hinzugefügt werden.

In Niederfrequenz-Oszillatorschaltungen werden seit Jahren RC-Netzwerke benutzt, bestehend aus Kombinationen von Hochpaß- und Tiefpaßfiltern. Als Beispiel seien die im Bild 26 gezeigte Wien-Brücke und das im Bild 27 dargestellte Doppel-T-Netzwerk genannt. Bild 28 zeigt eine weitere frequenzselektive RC-Schaltung, bestehend aus

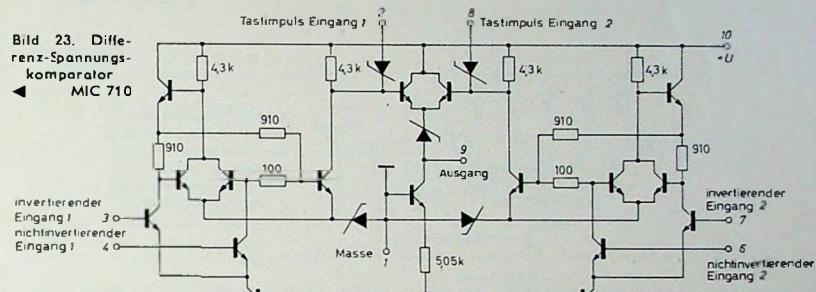


Bild 24. Zweifach-Differenz-Spannungskomparator MIC 711

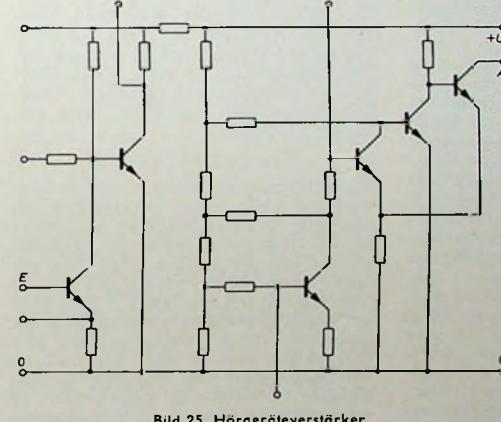


Bild 25. Hörgeräteverstärker

LC-Filter, um die gewünschte Durchlaßkurve zu erreichen. Induktivitäten hoher Güte, wie sie in konventionellen Schaltungen üblich sind, kann man zur Zeit in integrierter Technik noch nicht herstellen. Mit folgenden Methoden läßt sich bei integrierten Schaltungen Frequenzselektivität erzeugen:

- Die aktiven Bauelemente und die übrigen Teile der Schaltung können in integrierter Technik hergestellt werden, und man fügt dann konventionelle LC- oder RC-Netzwerke oder piezoelektrische Filter extern hinzu.

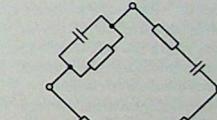


Bild 26. Wien-Brücke

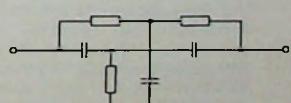


Bild 27. Doppel-T-Netzwerk

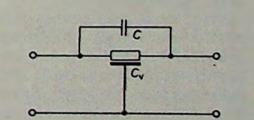


Bild 28. Frequenzselektive Schaltung mit verteilten Kapazität

einem Widerstand, dem eine verteilte Kapazität C parallel geschaltet ist und der außerdem eine verteilte Kapazität Cv gegen Masse hat. Der Widerstand bildet in Verbindung mit der verteilten Parallelkapazität ein Hochpaßfilter und in Verbindung mit der verteilten Kapazität gegen Masse ein Tiefpaßfilter.

Ein Differenzverstärker ähnlich Bild 17 oder 18 ist auf Grund der Tatsache, daß

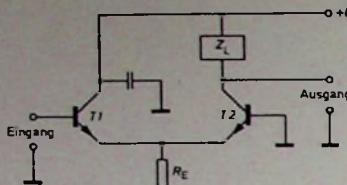


Bild 29. Differenzverstärker-Schaltung als Hochfrequenzverstärker

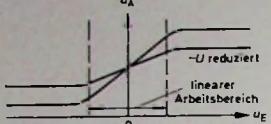


Bild 30. Einfluß der Betriebsspannung $-U$ auf die Übertragungscharakteristik des Verstärkers nach Bild 29

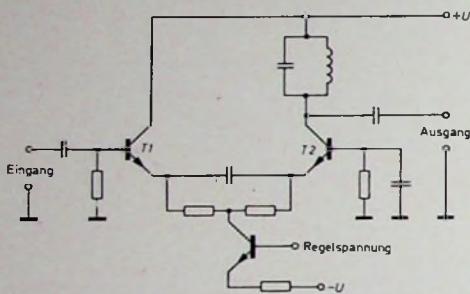
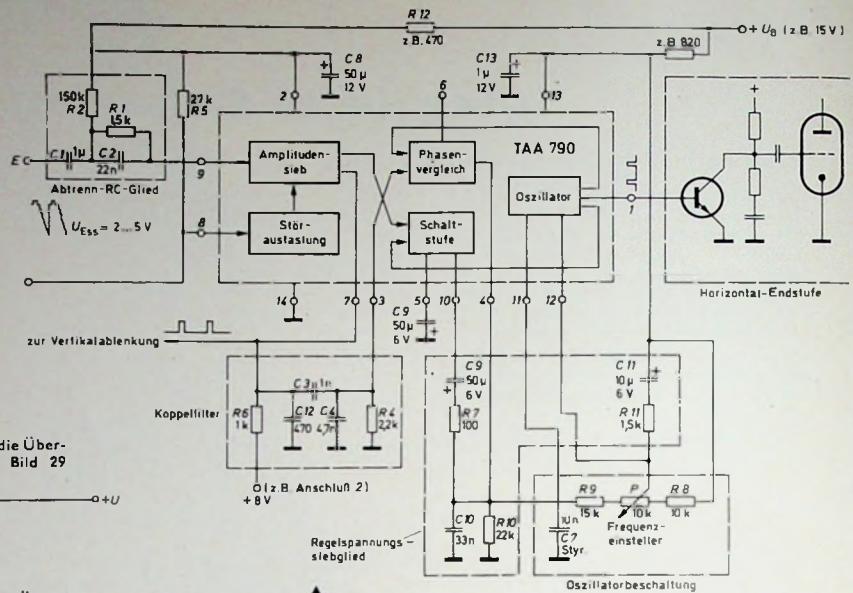
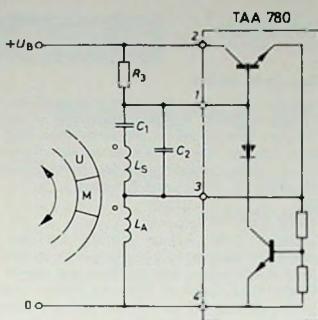


Bild 31. Differenzverstärker mit automatischer Verstärkungsregelung

die Verstärkung gleichstromseitig auf einfache Weise einstellbar ist, gut geeignet für HF- und ZF-Verstärkerschaltungen. Im Bild 29 wird der Transistor T_1 in Kollektorschaltung betrieben und steuert den in Basisschaltung arbeitenden Transistor T_2 an. Der Eingangswiderstand dieses Transistors in Basisschaltung ist sehr klein (etwa 50 Ohm) im Vergleich zum gemeinsamen Emitterwiderstand R_E . Der Lastwiderstand für den Transistor T_1 wird also allein durch den Eingangswiderstand des Transistors T_2 gebildet. Vorausgesetzt, daß die negative Versorgungsspannung $-U$ groß ist im Vergleich zu den Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T_1 und T_2 , sind die Kollektorströme der beiden Transistoren gegeben durch die Spannung $-U$ und den Widerstand R_E . Die Spannungsverstärkung des Transistors T_2 ist proportional seiner Steilheit und kann deshalb durch Variieren seines Emittergleichstroms eingestellt werden. Das ist sehr einfach möglich durch Verändern der Versorgungsspannung $-U$. Im Bild 30 ist der Einfluß der Versorgungsspannung $-U$ auf die Übertragungscharakteristik dieses Verstärkers dargestellt.

Zusätzlich sei vermerkt, daß sich die Kollektorgleichspannung des Transistors T_2 bei Änderung von $-U$ praktisch nicht ändert, wenn man voraussetzt, daß der Gleichstromwiderstand des Arbeitswiderstandes Z_L klein ist. Daher tritt beim Regeln keine Verstimzung infolge Änderung der Ausgangskapazität dieses Transistors auf.





L_5 Steuerring
 L_A Antriebsspule
 R_1, C_1 Anlauf- und Spannungs-RC-Glied
 C_2 Dämpfungskondensator
 U Unruh
 M Magnete
 U_B Betriebsspannung

Bild 34. Integrierte Stabilisierungsschaltung TAA 780, eingesetzt als Stabilisierungselement und Steuerverstärker in einer Batterieuhr

ein in bipolarer Technik arbeitender siebenstufiger Binärteiler für elektronische Orgeln, dessen Blockschaltbild im Bild 36 dargestellt ist.

Die ZTK 33, als temperaturkompensierte Z-Diode angeboten, ist eine integrierte Schaltung mit den Eigenschaften einer hochwertigen Z-Diode, ein Zweipol, der wie eine Z-Diode einzusetzen ist [6, 7]. Wichtigste Anwendung der ZTK 33 ist die Stabilisierung der Abstimmungsspannung in elektronisch abgestimmten Fernseh- und Rundfunktunern [8], für die Bild 37 ein Beispiel zeigt. Neben der ZTK 33 für 33 V Betriebsspannung gibt es bei Intermetal auch die Ausführungen ZTK 11 und ZTK 22 für 11 beziehungsweise 22 V Nennspannung.

4. Herstellung integrierter Schaltungen

4.1. Technologie

Die Herstellung monolithisch integrierter Schaltungen unterscheidet sich von der Herstellung von Planartransistoren lediglich durch die zur Isolierung der einzelnen Elemente benutzten Methoden. Bild 38 zeigt schematisch einen Schnitt durch einen NPN-Planartransistor. Als Ausgangsmaterial wird N-dotiertes Silizium benutzt, in das die P-dotierte Basis und danach der N-dotierte Emitter eindiffundiert werden. Die ersten integrierten Schaltungen in Planartechnik wurden nur mit Hilfe von mehreren Diffusionsprozessen hergestellt. Es ist zum Beispiel üblich, in P-dotiertes Ausgangsmaterial einen N-dotierten Kollektor einzudiffundieren und darauf folgend Basis und Emitter, wie bei Planartransistoren.

Die zusätzliche Diffusion ist erforderlich, um die Kollektoren voneinander zu isolieren (s. Bild 39). Eine andere Diffusionstechnik beginnt mit N-dotiertem Ausgangsmaterial, in das man eine P-Dotierung selektiv von der einen Seite und über die ganze Fläche von der anderen Seite eindiffundiert. Wenn diese beiden Diffusionen sich in der Mitte des Plättchens getroffen haben, bleiben N-dotierte Inseln stehen, die die Kollektoren der Transistoren der integrierten Schaltung darstellen.

Beide erwähnten Diffusionsverfahren haben einen gewissen Nachteil. Sie benötigen extrem lange Diffusionszeiten

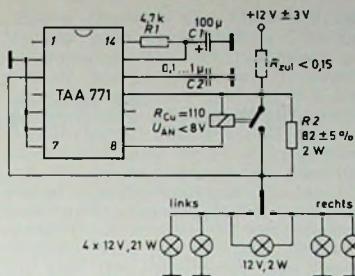


Bild 35. Integrierte Schaltung TAA 771 als Taktgeber einer Kfz-Blinkanlage

einzelnen Transistoren voneinander (s. Bild 40).

Bei dem anderen Verfahren geht man aus von einem P-dotierten Substrat, auf das man nacheinander zuerst eine hoch N-dotierte und dann eine niedrig N-dotierte Epitaxieschicht aufwachsen lässt. Isolation wird auch hier durch eine P-Diffusion von der Oberfläche her erreicht (s. Bild 41), was allerdings sehr lange Diffusionszeiten und nicht zu hohe N⁺-Konzentration erfordert.

Transistoren, die nach den zuletzt beschriebenen Verfahren hergestellt wurden, unterscheiden sich darin, daß die unter der Epitaxieschicht liegende diffundierte Schicht (Bild 40) leichter für

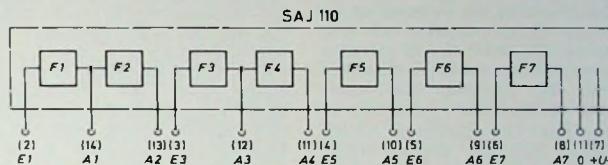


Bild 36. Integrierte Schaltung SAJ 110, ein siebenstufiger Frequenzteiler in bipolarer Technik für elektronische Orgeln

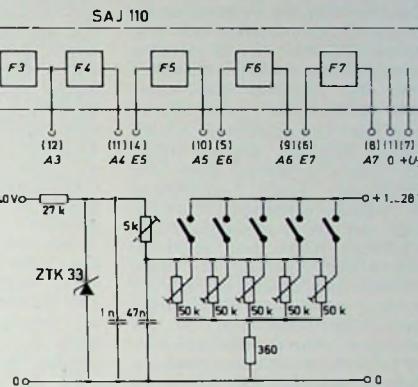


Bild 37. Stabilisierung der Abstimmungsspannung eines elektronisch abstimmbaren Fernsehempfängers mit Hilfe der integrierten Schaltung ZTK 33

und unter Umständen extrem dünne Scheiben. Außerdem erhält man dabei keine optimalen Transistoreigenschaften.

Eine verbesserte Methode beginnt mit einem P-dotierten Substrat, auf das man eine dünne N-dotierte Epitaxieschicht aufwachsen läßt, durch die man selektiv P-dotiert diffundiert bis zum Erreichen des P-dotierten Substrats, wodurch die Kollektoren der Transistoren voneinander getrennt sind. Das Schnittbild eines nach diesem Verfahren erzeugten Transistors sieht so aus, wie es im Bild 39 dargestellt ist.

Bei den beschriebenen Prozessen ist der Serienwiderstand des Kollektors sehr groß. Zwei Verfahren wurden eingeführt, um den Serienwiderstand des Kollektors zu verringern. Beim ersten Verfahren beginnt man mit einem P-dotierten Substrat, in das man selektiv eine hoch N-dotierte Schicht eindiffundiert und darauf dann eine niedrig dotierte Epitaxieschicht aufwachsen läßt. Durch eine von oben durchgeführte P-Diffusion isoliert man die

höhere Abbruchspannungen zu isolieren ist.

In den letzten Jahren haben einige Hersteller von integrierten Schaltungen an einem Verfahren gearbeitet, das die einzelnen Elemente mit Siliziumdioxid isoliert. Manätzt dabei Inseln in ein N-dotiertes Siliziumplättchen, wodurch sich ein waffelähnliches Aussehen ergibt. Darauf wird eine Oxidschicht auf die Waffelseite aufgebracht, und anschließend läßt man polykristallines Silizium auf derselben Seite aufwachsen. Als nächsten Schritt läpppt man die N-dotierte Rückseite ab, bis man das Siliziumdioxid zwischen den Inseln erreicht. Man erhält dadurch eine Planar-Oberfläche mit isolierten Inseln, in die man Transistoren und dergleichen eindiffundieren kann.

Die bei der Herstellung von integrierten Schaltungen benutzten Verfahren sind hauptsächlich ausgerichtet auf die

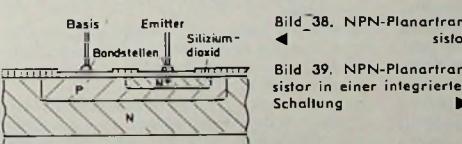
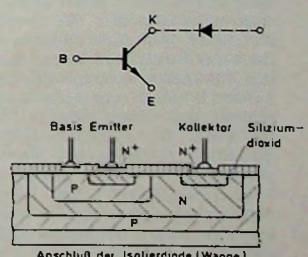


Bild 38. NPN-Planartransistor

Bild 39. NPN-Planartransistor in einer integrierten Schaltung



Anschluß der Isolierdiode (Wanne)

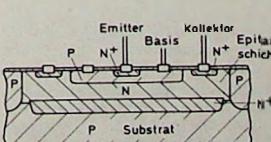
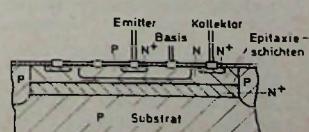


Bild 40. Schnittbild eines integrierten Transistors mit N-Diffusion unter Epitaxieschicht

Bild 41. Schnittbild eines integrierten Transistors mit zwei Epitaxieschichten



Erzielung der benötigten Transistor-eigenschaften. Mit den gleichen Schritten können jedoch auch die benötigten Widerstände und Kondensatoren hergestellt werden; zum Beispiel ist die Basis-Diffusion gleichzeitig Widerstands-Diffusion. Ein Kondensator wird gebildet durch einen großen Transistor, dessen Sperrsichtkapazität man ausnutzt.

4.2. Gehäuseformen

Beim Einbau integrierter Schaltungen in Gehäuse benutzt man meist die Verfahren, die von der Transistorherstellung bekannt sind. Das IS-Plättchen wird auf einen geeigneten Gehäuseboden aufgebracht. Mit dünnen Gold- oder Aluminiumdrähten verbindet man mit Hilfe des Bondverfahrens die einzelnen Anschlußflecken des IS mit den Anschlußdrähten des Sockels. Anschließend wird das Gehäuse mit einer Kappe oder einem Deckel verschlossen. Als populärste Gehäusetypen haben sich zunächst Gehäuse ähnlich TO-5, jedoch mit einer größeren Zahl von Anschlußdrähten, sowie sogenannte Flat-pack-Gehäuse erwiesen. In letzter Zeit schiebt sich das sogenannte Dual-in-Line-Gehäuse mehr und mehr in den Vordergrund. Speziell für integrierte Schaltungen entwickelt, erlaubt dieses Gehäuse rationellere Fertigungsmethoden und wird sich daher in Zukunft mehr und mehr durchsetzen. Zur Zeit sind zwei Versionen des Dual-in-Line-Gehäuses bekannt, die Keramik-Ausführung und die Epoxy-Ausführung. Aus Preisgründen dürfte das Dual-in-Line-Gehäuse in Epoxy (siehe Bild 42) das Gehäuse der Zukunft sein.

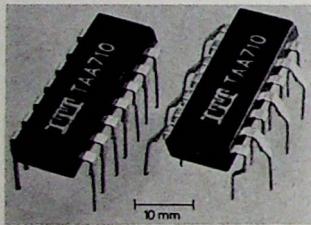


Bild 42. Epoxy-Gehäuse Dual-in-Line TO-116 und Quad-in-Line

4.3. Prüfen der integrierten Schaltungen

Digitale integrierte Schaltungen werden üblicherweise unter worst-case-Bedingungen geprüft. Sie werden dabei als „black box“ betrachtet und müssen dann für bestimmte Eingangsbedingungen definierte Ausgangseigenschaften haben. Es sind sehr schnelle Prüfautomaten auf dem Markt, die etwa 50 Tests in wenigen Millisekunden durchführen. Auch bei linearen integrierten Schaltungen macht man beim Prüfen weitgehend von komplizierten Automaten Gebrauch, um eine Vielzahl von Parametern in kurzer Zeit zu messen und auszuwerten und somit hochwertige Bauelemente zu interessanten Preisen anbieten zu können.

4.4. Qualitätskontrolle

Die Qualitätskontrolle ist ein wichtiges Werkzeug bei der Herstellung integrierter Schaltungen. Viele Prozeßschritte müssen unabhängig voneinan-

der überwacht und gesteuert werden, um eine gleichbleibend hohe Qualität zu gewährleisten und Produktionsstörungen auszuschalten, ehe sie sich auf das Produkt auswirken. Da integrierte Schaltungen in sehr umfangreichen, hochwertigen Geräten eingesetzt werden, ist die Qualitätskontrolle ein sehr wichtiges Erfordernis für den Kunden. Sie umfaßt Prüfungen bereits schon am nictaufgebauten IS und auch während des Einbaues in die Gehäuse. Die Prüfungen werden unter anderem gemäß den Vorschriften MIL 9858 und NASA 19-500 durchgeführt.

5. Ausblick

Kaum ein Gebiet der Technik hat in den vergangenen 20 Jahren seit der Erfindung des Transistors im Jahre 1948 durch Bardeen, Brattain und Shockley so rasche Fortschritte gemacht wie die Halbleitertechnik. Brachte der Transistor für komplizierte elektronische Geräte (wie zum Beispiel Rechenmaschinen) eine Verkleinerung auf etwa ein Zehntel des Volumens, so ermöglichen die integrierten Schaltungen eine weitere Verkleinerung im gleichen Maßstab etwa auf ein Hundertstel. Viele Aufgaben im Zeitalter der Raumfahrt wurden überhaupt erst lösbar durch den Einsatz von integrierten Schaltungen.

Wir stehen jedoch heute nicht am Ende einer Entwicklung, sondern am Anfang. Das Zeitalter des Computers wird für unser Leben Umwälzungen und Fortschritte bringen, von denen wir heute kaum etwas ahnen. Ein wesentlicher Beitrag dazu sind die integrierten Schaltungen.

Welteres Schrifttum

- [3] Birth, R. D.: TAA 790, die erste integrierte Schaltung für die Impulsabtrennung und Horizontalsynchronisation in Fernsehempfängern. Techn. Inf. Halbleiterbauelemente Intermetal; Best.-Nr. 6200-61-1 D
(s. a. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 11, S. 429)
- [4] Keller, H., Paulin, R., und Dietrich, O.: TAA 710, ein monolithisch integrierter Ton-ZF-Verstärker für Fernsehempfänger. Techn. Inf. Halbleiterbauelemente Intermetal; Best.-Nr. 6200-56-1 D
(s. a. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 10, S. 389)
- [5] Lachmann, W.: Moderne Elektronik in der Räderuhr. Techn. Inf. Halbleiterbauelemente Intermetal; Best.-Nr. 6200-62-1 D
(s. a. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 10, S. 389)
- [6] Micic, L., und Uhlmann, S.: Temperaturkompensierte Z-Diode. Funkschau Bd. 40 (1968) Nr. 9, S. 262 bis 263
- [7] Uhlmann, S.: Spannungsstabilisierung mit integrierten Schaltungen. Bauelemente der Elektrotechn. Bd. 3 (1968) Nr. 15, S. 12-13
- [8] Keller, H.: Kapazitätsdioden für die UHF-Abstimmung in Fernsehempfängern. Techn. Inf. Halbleiterbauelemente Intermetal; Best.-Nr. 6200-34-1 D
Keller, H.: UHF-Tuner mit Diodenabstimmung. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 8, S. 266-267
Dietrich, O., und Löwel, F.: Elektronisch abstimm- und umschaltbare Fernsehantenne mit den Dioden BA 141, BA 142 und BA 143. Funk-Techn. Bd. 22 (1967) Nr. 7, S. 209-211

Persönliches

H. Schulze 65 Jahre

Direktor Hans Schulze, langjähriger Geschäftsführer der Opta Spezial GmbH, Düsseldorf, wurde am 14. August 1969 65 Jahre. Bis zum Jahre 1945 war Hans Schulze Vorstandsmittel der Loewe Opta AG und später stellvertretender Aufsichtsrat der Loewe Opta AG, Berlin und Kronach.

A. Geiger 60 Jahre

Am 6. August 1969 wurde Anton Geiger, Direktor des Filialbüros Nürnberg der Deutschen Philips GmbH, 60 Jahre. Seit 1931 in der Rundfunkbranche tätig, kam er 1948 zu Philips und baute in Nürnberg für das Unternehmen eine neue Vertriebsorganisation auf.

K. Rodenhuis 50 Jahre

Am 28. Juli 1969 wurde Dipl.-Ing. Klaas Rodenhuis, Geschäftsführer der Röhren- und Halbleiterwerke der Valvo GmbH, 50 Jahre. Dipl.-Ing. Rodenhuis arbeitet seit fast 30 Jahren für das Unternehmen Philips, denn schon 1941, nach seinem Examen an der Technischen Hochschule in Delft, übernahm er Entwicklungsaufgaben in der Eindhoven Radiorenhfabrik. 1959 kam Rodenhuis nach Hamburg; seit 1961 ist er Geschäftsführer der Valvo-Fabrik in Hamburg-Lokstedt, die mit 4000 Mitarbeitern die größte Fertigungsstätte der deutschen Philips-Unternehmen ist. Er führte mit viel Geschick und Einfühlungsvermögen das Loksieder Valvo-Werk durch die wechselseitige Konjunkturlage der letzten Jahre.

S. J. Georgoulis zum Assistant Group General Manager ITT Semiconductors Worldwide ernannt

George C. Williams, Group General Manager von ITT Semiconductors Worldwide, ernannte Stratton J. Georgoulis zum Assistant Group General Manager.

Georgoulis, der bisher als General Manager ITT Semiconductors U.S. Division tätig war, ist für die Halbleitergeschäfte in Nordamerika verantwortlich und G. C. Williams direkt unterstellt. Er hat seinen Sitz im ITT-Semiconductors-Werk West Palm Beach, Florida.

Lehrgänge

Kursus „Praktische Dimensionierung aktueller Halbleiterschaltungen“

Da auch die zweite Wiederholung des Kurses „Praktische Dimensionierung aktueller Halbleiterschaltungen“ wieder überzeichnet war, erwies es sich als notwendig, ihn zum vierten Male anzusetzen. Er findet vom 20. bis 22. Oktober 1969 an der Technischen Akademie Esslingen statt, die in den 14 Jahren ihres Bestehens unter der wissenschaftlichen Leitung von Professor Kögler 50 000 Fachleuten Gelegenheit gab, ihr Wissen zu erweitern und dem neuesten Stand der Entwicklung anzupassen.

In dem Kursus werden behandelt: Feldeffekttransistoren, Hochfrequenzschaltungen, transformatorlose NF-Endstufen, rausch- und klirrarme Verstärker, aktive Netzwerke, Schaltungen mit Kapazitätsdioden und Z-Dioden, lineare Schaltungen in integrierter Technik, digitale Schaltungen, Differenzverstärker, Operationsverstärker und Komparatoren sowie das Thema „Neue Wege der Schaltungstechnik für die Integration“ (mit Vorführungen). Vortragende sind Entwicklungsingenieure aus den Laboratorien der Firmen SEL und ITT Intermetal.

Anfragen sind an das Sekretariat der Technischen Akademie, 7300 Esslingen/Neckar, Rotenackerstraße 71, Akademie-Neubau, zu richten.

Moderne MOS-FET-Technik

Über die Vor- und Nachteile von unipolaren und bipolaren Transistoren hinsichtlich der Anwendung in bestimmten Gruppen von Schaltungen ist in letzter Zeit viel diskutiert worden. Wie sich dieses Problem beim derzeitigen Stand der Halbleiter-Technik darstellt, kann man dem Vortrag „MOS-FET — eine neue Generation integrierter Schaltungen“ entnehmen, den R. Bladowski, Leiter der Entwicklungs- und Applikationsbüros der SGS Deutschland GmbH, vor der technischen Fachpresse anlässlich der Einweihung des neuen Halbleiterwerks der SGS-Gruppe in Wasserburg/Inn [1] hielt. Der nachstehende Beitrag ist ein Auszug aus diesem Vortrag.

1. Rückblick

Unipolar-Transistoren sind dadurch gekennzeichnet, daß bei ihnen nur eine Ladungsträgerart (Majoritätsträger) ausgenutzt wird. Beispiele hierfür sind Feldeffekt-(FET)-Transistoren und Metall-Oxid-(MOS)-Transistoren, über die in dieser Zeitschrift schon wiederholt berichtet worden ist [2, 3]. Im Gegensatz dazu kommen beim Bipolar-Transistor (zum Beispiel PNP-, NPN- und NPnP-Transistoren) sowohl Elektronen als auch Löcher als Majoritätsträger vor. Interessant ist, daß die physikalischen Grundlagen des MOS-Halbleiter-Bauelements länger bekannt sind als die des Bipolar-Transistors. J. E. Lilienfeld legte schon 1926 in den USA die erste bedeutende Arbeit vor, welche die Realisierung eines aktiven feldeffektgesteuerten Halbleiter-Bauelements zum Gegenstand hatte; 1930, 1932 und 1933 erhielt er drei USA-Patente (eingereicht 1926 beziehungsweise 1928). Unabhängig davon arbeitete in Deutschland O. Heil am Prinzip des Feldeffekts und erhielt 1935 ein britisches Patent. Während des Zweiten Weltkriegs wurden auf diesem Gebiet keine weiteren bedeutenden Fortschritte erreicht.

Erst 1945 nahm ein Physikerteam unter der Leitung von W. Shockley die Arbeiten auf dem Gebiet der Feldeffekt-Steuerung wieder auf. Der erste Erfolg war der Spitzkontakte-Transistor (Bardeen und Brattain erhielten dafür den Nobelpreis), und Shockley leitete daraus den ersten bipolaren Transistor ab. Parallel dazu untersuchten Shockley und Pearson an Dünnschicht-Elementen die Änderung der Oberflächenleitfähigkeit durch Feldeffekt-Steuerung. Die ersten 1948 veröffentlichten Ergebnisse zeigten ähnliche Resultate wie die Arbeiten von Lilienfeld und Heil. Späteren Arbeiten über die Halbleiter-Oberflächenzustände unter Feldeinwirkungen — Shockley entwickelte in diesem Rahmen die Grundlagen des heutigen Feldeffekt-Transistors (FET) — zeigten, daß noch viele Effekte unbekannt waren, so daß dieses Prinzip wirtschaftlich nicht ausgenutzt werden konnte. Überall in der Welt konzentrierte sich deshalb das Interesse auf die Weiterentwicklung des bipolaren Transistors, und heute kann man rückblickend sagen, daß das durchaus richtig und vernünftig war.

Die Hauptschwierigkeit beim MOS-FET war, eine gezielte Oberflächenstabilität herzustellen. Ohne die inzwischen bei der Herstellung von Bipolar-Transistoren gesammelten Erfahrungen wäre möglicherweise auch heute die Großserienfertigung von MOS-FET noch

nicht möglich. Die Arbeiten am MOS-FET standen bis 1964 im Hintergrund. Wesentlichen Auftrieb erhielten sie durch die Einführung des Planar-Prozesses. Dieser Prozeß brachte neue Erkenntnisse zum Verständnis der Oberflächenzustände an der Grenzfläche Si-SiO₂ (Silizium-Siliziumdioxid). Jetzt konnte man ernsthaft an den industriellen Einsatz des MOS-FET denken. Die Zahl von etwa 650 bis 700 wissenschaftlichen und technischen Veröffentlichungen über dieses Gebiet möge die große Bedeutung unterstreichen.

Grund für das steigende Interesse am MOS-FET ist der Zwang, immer vielfältiger und komplexere Schaltkreise höherer Funktionsdichte bei sinkenden Preisen liefern zu müssen. Mit den bekannten Verfahren der bipolaren integrierten Schaltungen stieß man bald auf Grenzen, und deshalb bedurfte es neuer Halbleiter-Bauelemente und -Technologien, um diese Forderungen erfüllen zu können. Das gilt insbesondere für die Datenverarbeitung.

2. MOS-FET

Auf die Wirkungsweise des MOS-FET sei an dieser Stelle nicht mehr eingegangen, da darüber erst kürzlich wieder in der FUNK-TECHNIK berichtet worden ist [3]. Das Gate überlappt geometrisch die Drain- und die Source-Zone, und bei negativen Gatespannungen entsteht ein durchgehender P-Kanal, der zwischen Drain und Source keine Sperrschicht mehr enthält und deshalb nur noch wie ein Halbleiterwiderstand wirkt. Die Leistungsfähigkeit dieses Kanals läßt sich mit der Gatespannung steuern, und zwar je nach Geometrie zwischen einigen hundert Ohm und einigen Megohm. Der Kanal kann deshalb als ein von einer isolierten Elektrode spannungsgesteuerter Widerstand betrachtet werden. Da die Steuerelektrode vom Kanal isoliert ist und der Isolationswiderstand (10^{12} bis 10^{15} Ohm) von der Polarität und der Höhe der Spannung unabhängig ist, hat der MOS-FET bei niedrigen Frequenzen eine hohe Leistungsverstärkung. Die Steuerung ist praktisch statisch, und man spricht deshalb auch vom MIS-FET (Metal Isolation Semiconductor FET) oder IKT (Isolierter Kanal-Transistor). Diese Eigenschaft des MOS-FET hängt vorwiegend vom Gateoxid ab, und dieses ist deshalb die kritische Stelle des MOS-FET.

Um kurze Schaltzeiten bei möglichst niedrigen Steuerspannungen zu erreichen, sollte die Schichtdicke des Gateoxids möglichst gering sein. Ein dünnes Gateoxid ergibt aber eine größere Gate-Kapazität und damit eine größere Schaltzeit. Deshalb ist hier von Fall zu

Fall eine Optimierung notwendig. Die Dicke des Gateoxids spielt auch für die Fertigung eine wichtige Rolle, denn im Interesse der guten Ausebeute darf wegen der sonst auftretenden Kurzschlüsse zwischen Gate-Metall und Substrat eine bestimmte Dicke nicht unterschritten werden. Typische Werte sind 100 bis 150 nm (etwa 200 ... 300 Atomlagen).

Ein anderes Problem ist die Ladungsstabilität der Si-SiO₂-Grenzfläche, da bei ungenügender Sorgfalt Fremdladungen im SiO₂ auftreten, die eine Konstanz der Schwellenspannung zur Folge haben.

Von den ersten diskreten MOS-FET ist bekannt, daß das Gate sehr empfindlich gegen äußere Berührung ist, beispielsweise gegen die statische Aufladung durch Handberührung. Je nach Umweltbedingungen ist der Mensch eine Spannungsquelle von etwa 2 bis 30 kV mit 20 ... 30 kOhm Innenwiderstand. Bei 100 nm Dicke des Gateoxids entspricht das einer elektrischen Feldstärke von 2 bis $30 \cdot 10^9$ V/cm. Bei dieser Feldstärke wird das Gate infolge Spannungsabgangs bleibend zerstört. Bei integrierten MOS-FET-Schaltungen (MOS-FET-IS) müssen deshalb alle kritischen externen Anschlüsse einen Gateschutz gegen Spannungsabgang erhalten.

Die Lösung dieser und anderer Probleme war der Grund für den erst relativ späten Beginn der MOS-FET-Fertigung. Für MOS-FET-IS wird von den beiden grundsätzlichen Arten — Anreicherungs- und Verarmungstyp — fast ausschließlich der Anreicherungstyp benutzt, insbesondere für digitale integrierte Schaltungen.

3. Funktionsdichte

Neben anderen Vorteilen (fast leistungloses Ansteuern und galvanische Trennung zwischen Steuer- und Lastkreis) bietet der MOS-FET vor allem den Vorteug der hohen Funktionsdichte (Anzahl der Funktionen je Flächeneinheit). Hierfür sind insbesondere die nachfolgenden Gesichtspunkte maßgebend:

1. Vergleicht man die kleinsten Geometrien zweier Bipolar-Transistoren und zweier MOS-FET, wie sie sich mit den heute bekannten Standardprozessen realisieren lassen, dann benötigen zwei bipolare Transistoren etwa $0,02 \text{ mm}^2$ Fläche, zwei MOS-FET hingegen nur etwa ein Fünftel ($0,0037 \text{ mm}^2$). Der größere Flächenbedarf des Bipolar-Transistors ist hauptsächlich darauf zurückzuführen, daß Bipolar-Transistoren innerhalb der integrierten Schaltung geneinander mit einer in Sperrrichtung gepolten Diffusionsschicht getrennt werden müssen und außerdem zwischen Isolation und Basis-Diffusion einen bestimmten Sicherheitsabstand einzuhalten ist.
2. Benutzt man für die gesamte integrierte Schaltung nur einen einzigen Kanal-Typ, dann kann man auf jede Isolation zwischen den einzelnen Elementen verzichten.
3. Vorteile ergeben sich weiterhin durch die einfache Geometrie des MOS-FET. Für P-Kanal-Anreicherungstypen ist beispielsweise nur eine einzige P-Diffusion für alle Source- und Drain-Zonen erforderlich.

4. Wegen des symmetrischen Aufbaus des MOS-FET kann man jede P-Zone als Drain oder als Source benutzen. Deshalb entfällt in einer integrierten Schaltung in vielen Fällen die Kontaktierung der einzelnen P-Zonen, und man kann zu verbindende Drain- und Source-Anschlüsse direkt als gemeinsame P-Zone diffundieren.

5. Als Arbeitswiderstände dienende MOS-FET in einer integrierten Schaltung lassen sich durch entsprechende Geometrie mit nahezu beliebigen Widerstandswerten realisieren. Das ist insbesondere für hochohmige Widerstände ein Vorteil, weil ihr Flächenbedarf nicht größer als der eines aktiven MOS-FET ist. Im Gegensatz dazu neh-

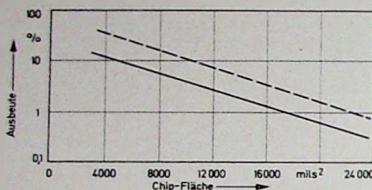


Bild 1. Ausbeute in Abhängigkeit von der Chip-Fläche nach Wafer-Test (----) und nach Gehäuse- und Endkontrolle (—)

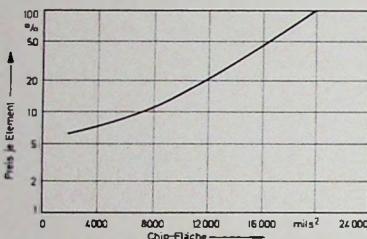


Bild 2. Preis je Element einer gemischten Logik in Abhängigkeit von der Chip-Fläche

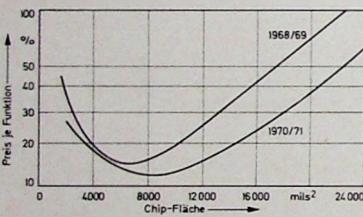


Bild 3. Preis je Funktion einer gemischten Logik in Abhängigkeit von der Chip-Fläche für die Jahre 1968/69 und 1970/71

men bei bipolaren integrierten Schaltungen hochohmige Widerstände eine größere Fläche als die aktiven Elemente ein. Auch Kapazitäten lassen sich mit MOS-FET realisieren. Bei einer MOS-FET-IS bestehen deshalb alle aktiven und passiven Elemente nur noch aus einem einzigen Grundelement, dessen Eigenschaften durch die Geometrie bestimmt werden. Das erhöht in vielen Fällen die Zuverlässigkeit und läßt außerdem sehr hohe Funktionsdichten zu. Bei integrierten Schaltungen kann man durch entsprechende Verbindungen aus nur einer Grundkonfiguration die wichtigsten digitalen Grundelemente realisieren.

Der Übergang auf MOS-FET bietet um so größere Vorteile, je komplexer der Schaltkreis ist. Bei einer voll ausgenutzten Kristallfläche (Chip-Fläche) wird

Tab. I. Vergleich der Funktionsdichten von bipolaren IS und MOS-FET-IS

Logik-Typ	Faktor der Funktionsdichte
allgemeine arithmetische Logik (Vielfzahl von logischen Verknüpfungen)	4
nur lesende Speicher	7
statische Schieberegister	14
dynamische Schieberegister	19

polaren Transistoren lassen sich zur Zeit nur statische Schieberegister verwirklichen.

Vergleicht man im Bereich der Digitaltechnik einmal die Funktionsdichten zwischen bipolaren IS und MOS-FET-IS und bezeichnet man das Verhältnis der Flächen ($F_{\text{Bip}} : F_{\text{MOS}}$) als Faktor der Funktionsdichte, dann erhält man die in Tab. I zusammengestellten Werte.

Daraus ersieht man, daß der MOS-FET um so größere Vorteile bietet, je regulärer die Logikschaltung der IS ist. Zur Zeit sind Schieberegister mit 1024 in Entwicklung, die etwa 6500 MOS-FET-Elemente auf einem Chip von 150 × 150 mils (3,8 × 3,8 mm) enthalten.

4. Herstellungsverfahren

Der Preis einer integrierten Schaltung hängt ganz wesentlich von der Anzahl der Prozeßschritte bei der Herstellung ab. Auch hier bietet die MOS-FET-Technik erhebliche Vorteile gegenüber der bipolaren integrierten Schaltung. Für MOS-FET-IS sind nur 4 Masken und insgesamt 9 Fertigungsschritte erforderlich gegenüber 6 Masken und 14 wichtigen Fertigungsstufen bei bipolaren IS. Der technologische Vergleich ist in Tab. II zusammengestellt.

Bei Berücksichtigung aller Einzelschritte bis zur Auslieferung (Diffusion, Wafer-Schneiden, Chip-Montage, Kontaktierung, Gehäuseverschluß, Test) ergibt sich ein Verhältnis von 38 Schritten für MOS-FET zu 130 Schritten für bipolare IS.

An dieser Stelle sei jedoch darauf hingewiesen, daß für die Fertigung von MOS-FET-IS ein höherer Investitionsaufwand notwendig ist als für bipolare IS; außerdem werden an das Personal höhere Anforderungen gestellt. Beim MOS-FET sind die Zustände der Grenzfläche Si-SiO₂ für die Funktion kritisch. Deshalb muß man an die Material- und Prozeßkontrolle sehr hohe Anforderungen stellen, vor allem für die Gate-Oxydation und die Metallisierung. Die Fertigungsräume müssen extrem sauber sein: Je Kubikmeter dürfen nicht mehr als etwa 100 Partikel mit weniger als 1 µm Durchmesser vorhanden sein, und Partikel mit mehr als 1 µm Durchmesser sind überhaupt nicht zulässig! Bei der Herstellung bipolarer IS sind

Tab. II. Technologischer Vergleich der Prozeßschritte

bipolar	MOS
1. Aufwachsen von Oxid	1. Aufwachsen von Oxid
2. Buried-Layer-Maske	2. Source- und Drain-Maske
3. Buried-Layer-Niederschlag	3. Source- und Drain-Diffusion
4. Aufwachsen der Epitaxialschicht	4. Gate-Maske
5. Isolations-Maske	5. Aufwachsen von Gateoxid
6. Isolations-Diffusion	6. Kontakt-Maske
7. Basis-Maske	7. Metall-Evaporation
8. Basis-Diffusion	8. Metall-Maske
9. Emitter-Maske	9. Legieren
10. Emitter-Diffusion	
11. Kontakt-Maske	
12. Metall-Evaporation	
13. Metall-Maske	
14. Legieren	

≤ 0,1 ms) aufbauen, da das Gate eine Kapazität mit hochohmigem Leckwiderstand darstellt. Solche Speicher sind besonders für dynamische Schieberegister geeignet. Man benötigt für sie etwa sechs MOS-FET gegenüber acht bis zehn bei statischen Schieberegistern. Mit bi-

die einzelnen Prozeßschritte weniger kritisch und alle von etwa gleichem Schwierigkeitsgrad.

Mit dem bipolaren Planar-Prozeß hat man bereits sieben bis acht Jahre Erfahrung. Der MOS-Prozeß ist erst einige Jahre alt, aber es ist mit Sicher-

heit in den kommenden Jahren mit ganz erheblichen Fortschritten zu rechnen. Schon nach dem heutigen Stand der Technik ergeben sich für MOS-FET-IS so erhebliche Vorteile hinsichtlich Funktionsdichte und Herstellungs kosten, daß sich damit völlig neue Märkte erschließen lassen. Es werden vor allem Märkte sein, auf denen zur Zeit noch aus Preisgründen mechanische oder elektromechanische Funktionseinheiten die Technik bestimmen. Schon in naher Zukunft werden aber beispielsweise Tischrechner, Autoelektrik sowie Haushaltsgeräte auf MOS umgestellt werden können.

5. Verlustleistung und Geschwindigkeit

Vergleicht man bipolare IS und MOS-FET-IS in bezug auf Verlustleistung und Geschwindigkeit, dann ergibt sich, daß bei großer Komplexität eine bipolare IS im Gegensatz zur MOS-FET-IS nicht so sehr durch die Chip-Größe begrenzt wird – obwohl sie den Herstellungspreis wesentlich mitbestimmt – als vielmehr durch die große Verlustleistung. Für die Leistungsfähigkeit einer integrierten Schaltung ist jedoch die Verlustleistung allein nicht maßgebend, sondern auch der Wert P_v/f_{max} (P_v = Verlustleistung, f_{max} = maximale Betriebsfrequenz). Für jeweils eine Gatter-Funktion erhält man einen Wert von $\geq 0,25$ mW/MHz für bipolare IS und von etwa 0,04 mW/MHz für MOS-FET-IS. Obwohl der Wert für MOS-FET-IS etwa um den Faktor 6 besser ist, muß dieser Vorteil doch mit der geringeren maximalen Arbeitsgeschwindigkeit bezahlt werden. Heute sind MOS-FET-IS (Schieberegister) bis zu etwa maximal 5 MHz realisierbar, während bipolare IS bis zu 200 MHz erreichen. Der Wert liegt bei der MOS-FET-IS deshalb niedriger, weil sie die jeweils langsamste Stufe eines Schieberegisters berücksichtigt. Das ist in der Regel die Ausgangsstufe, die immer für eine bestimmte Lastkapazität ausgelegt sein muß. Schon kleine Lastkapazitäten setzen die maximale Betriebsfrequenz erheblich herab, weil der Arbeitswiderstand nicht wie bei bipolaren IS sehr klein sein kann. Eine MOS-FET-IS kann intern mit etwa 20 bis 30 MHz arbeiten.

Obwohl der theoretische Wert der maximalen Betriebsfrequenz für MOS-FET bei etwa 1,7 GHz liegt, erreichen die praktischen Werte aus technologisch bedingten Gründen nur Werte, die um Größenordnungen darunterliegen. Für extrem schnelle Systeme (Großcomputer) kommt der MOS-FET deshalb heute nicht in Betracht. Dieser Anwendungsbereich wird auf absehbare Zeit den bipolaren IS vorbehalten bleiben. Erhöhung der Geschwindigkeit ist deshalb einer der wichtigsten Schwerpunkte in der Entwicklung, und es ist durchaus zu erwarten, daß in nächster Zeit etwa 20 MHz realisierbar sind.

MOS-FET-IS werden kaum die Geschwindigkeit bipolarer IS erreichen, wenn sie noch ökonomisch sein sollen. Es zeichnen sich jedoch neue interessante Aspekte für MOS-FET ab. Wegen der hohen und preisgünstigen Funktionsdichte bieten sie alle Voraussetzungen für die Herstellung großer monolithischer Speichereinheiten (Random-Access-Speicher oder festprogrammierte Speicher). Sie werden bald preis-

günstiger als die derzeitigen Kernspeicher sein, so daß sich der Random-Access-Speicher als universelles Logiksystem einführen läßt. Das ist für kommende Generationen elektronischer Tischrechner sowie für kleine bis mittlere Datenverarbeitungssysteme von größter Bedeutung. Speicher und Schieberegister sind die Schwerpunkte der MOS-FET-IS; andere konkurrenzlose Anwendungen sind mobile Systeme, in denen der Leistungsbedarf extrem klein sein muß. Für solche Anwendungen muß allerdings noch das Problem der Beständigkeit gegen UV- und Gamma-Strahlen gelöst werden.

Eine Möglichkeit zur Herabsetzung der Verlustleistung in MOS-FET-IS ist die Anwendung komplementärer MOS-FET, das heißt die gleichzeitige Verwendung von P-Kanal- und N-Kanal-Anreicherungstypen ähnlich der von PNP- und NPN-Typen bei bipolaren Transistoren. Mit solchen Anordnungen erreicht man je Gatter-Funktion 100 nW Verlustleistung im Ruhezustand. Komplementäre MOS-FET-IS sind wegen der größeren Chip-Fläche und der komplizierteren Herstellung jedoch teurer. Dadurch werden aber die wesentlichen Vorteile gegenüber bipolaren IS wieder kompensiert, so daß komplementäre MOS-FET-IS wohl nur dann zum Einsatz kommen werden, wenn für spezielle Anwendungen eine extrem kleine Verlustleistung Bedingung ist.

6. Blick in die Zukunft

Die Hauptarbeit zukünftiger Entwicklungen bei MOS-FET-IS wird sich auf kürzere Schaltzeiten bei gleichzeitiger Herabsetzung der Versorgungsspannungen konzentrieren. Beide Forderungen sind aber umgekehrt proportional. Deshalb wird man möglicherweise neue Halbleitermaterialien wie beispielsweise Galliumarsenid einsetzen sowie verbesserte Gate-Isolatoren mit höherer Dielektrizitätskonstante als SiO_2 , um die Gate-Isolation dünner machen zu können. Auch neue Technologien (Silizium-Gate-MOS-FET), die kleinere Streukapazitäten ergeben und die Be-

weglichkeit im Kanal erhöhen, werden ebenso wie neue Schaltungen die MOS-FET-Technik weiterbringen. Darüber hinaus arbeitet man an Technologien, um MOS-FET und bipolare Transistoren auf einem gemeinsamen Substrat unterbringen zu können. Außerdem wird man bald MOS-FET-IS auch für lineare und hybride Anwendungen einsetzen (Filter, Kanalverstärker, Analog-Digital- und Digital-Analog-Umsetzer).

Wenn es gelingt, die Versorgungsspannungen für MOS-FET- und bipolare IS gleich groß zu machen, ergeben sich wichtige neue Anwendungsmöglichkeiten, denn man könnte dann eine gemischte Logik ohne Pegel-Konverter aufbauen. Die MOS-FET-IS würde man dort einsetzen, wo ihre geringe Schaltgeschwindigkeit genügt, aber hohe Komplexität bei niedrigstem Preis gefordert wird, während man in Stufen mit hoher Schaltgeschwindigkeit oder hoher Ausgangsleistung bipolare IS einsetzt.

Es ist nicht anzunehmen, daß der Markt für bipolare IS zurückgeht. Auch für sie sind noch erhebliche Fortschritte zu erwarten, vor allem hinsichtlich Verlustleistung, Geschwindigkeit und Funktionsdichte. MOS-FET-IS haben heute erst etwa 1 Prozent des Anteils der bipolaren IS. Da man aber den MOS-Prozeß weitgehend beherrscht, eine Vielzahl komplexer MOS-FET-IS sich im Einsatz bewährt hat und das Angebot schon in allernächster Zukunft stark steigen wird, kann man erwarten, daß sich das Marktvolumen in Kürze verzehnfachen wird. —th

Schrifttum

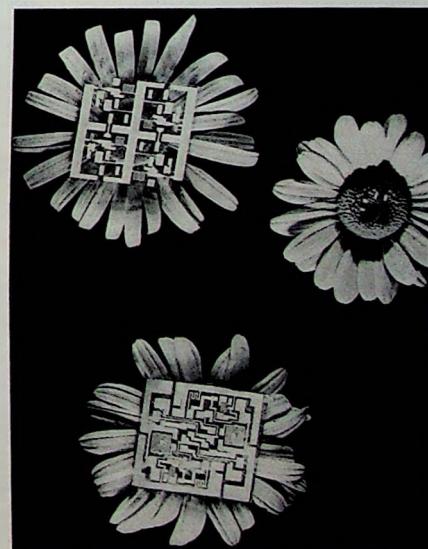
- [1] SGS-Werk in Wasserburg/Inn eingeweiht. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 15, S. 554
- [2] PN-FET, MIS-(MOS)-FET – was ist das? Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 13, S. 507-508
- [3] Büttner, L.: Aufbau und Eigenschaften von Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren. Funk-Techn. Bd. 21 (1966) Nr. 5, S. 163-164, u. Nr. 6, S. 203-205

Dünnschichtschaltungen für die Meßtechnik

Mit Dünnschichtschaltungen lassen sich Geräte für die Meß- und Nachrichtentechnik aufbauen, die in ihren technischen Daten besser, in ihren Funktionen zuverlässiger und den Abmessungen kleiner sind. In einer eigenen Dünnschichtableitung werden bei Rohde & Schwarz Schaltungen nach dieser neuen Technologie entworfen und hergestellt. Unter anderem gelang es hier, eine Schaltung in Dünnschichttechnik zu entwickeln, die erstmalig die industrielle Fertigung eines elektronischen Zählers für direkte 800-MHz-Frequenzmessung ermöglichte.

Das Schallungsmuster entsteht durch einen Ätzvorgang, bei dem man die überflüssigen Teile der auf einer dünnen Glasplatte aufgedampften leitenden Schichten entfernt. Deutlich sind in den hier auf Blumen gebetteten (dem Fotografen muß immer wieder etwas Neues einfallen) Dünnschichtschaltungen die breiten Goldleiterbahnen sowie die mäanderförmigen Chrom-Nickel-Widerstände zu erkennen. Zur Vervollständigung der Schaltung werden kleinste Bauteile, beispielsweise die auf der rechten Blume gezeigten zwei Kondensatoren und Transistoren, direkt auf die Leiterbahnen gelötet.

Aufnahme: Rohde & Schwarz



Hi-Fi-NF-Vorverstärker mit Klangregelnetzwerk

Technische Daten

Betriebsspannung:	27 V
Stromaufnahme:	9 mA
Eingangsspannung:	200 mV _{eff}
Ausgangsspannung:	2 V _{eff}
Höhenanhebung bei 20 kHz:	+15 dB
Höhenabsenkung bei 20 kHz:	-14 dB
Tiefenanhebung bei 20 Hz:	+13 dB
Tiefenabsenkung bei 20 Hz:	-20 dB
Bestückung:	2 x BC 107 B, BC 108 C

Der beschriebene Vorverstärker mit Klangregelnetzwerk ist mit Siliziumtransistoren bestückt und eignet sich besonders als Vorsatz für Hi-Fi-Endstufen. Der Verstärker ist mit einem Lautstärkeregler und außerdem mit einem Tiefen- und Höhenregler ausgerüstet, die unabhängig voneinander die Bässe oder Höhen beeinflussen können. Bei einer Eingangsspannung von 200 mV liefert der Vorverstärker eine Ausgangsspannung von 2 V.

Schaltung

Das NF-Signal gelangt über C 1 (Bild 1) an das Lautstärkopotentiometer P 1, das eine gehörrichtige Lautstärkeregulation erlaubt. Mit fallender Lautstärke werden über C 3 tiefe beziehungsweise über C 2 hohe Frequenzen angehoben und somit dem Klangindruck des menschlichen Ohres angepaßt. Vom Schleifer des Lautstärkereglers gelangt das NF-Signal über C 4 an die Basis des als Impedanzwandler geschalteten Transistors T 1 (BC 107 B) und über R 6, C 7 an das Klangregelnetzwerk.

Das Klangregelnetzwerk erlaubt, die hohen und tiefen Frequenzen getrennt anzuheben und abzusenken (Bild 2). Es besteht aus zwei parallel geschalteten RC-Netzwerken. Das Netzwerk für die tiefen Frequenzen ist R 7, R 8, C 8, C 9, P 2 und das Netzwerk für die Höhen C 10, C 11, P 3. Wird C 9 mit dem Schleifer des Tiefenreglers P 2 kurzgeschlossen, dann belastet der Widerstand R 8 den Kondensator C 8. Das bedeutet eine

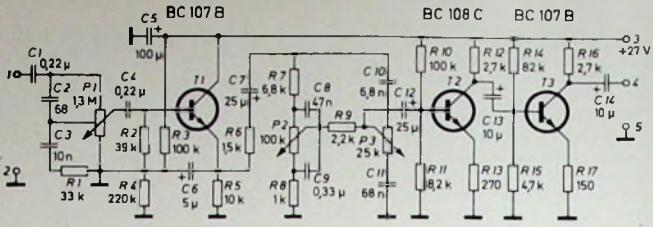


Bild 1. Schaltung des Vorverstärkers mit Klangregelnetzwerk

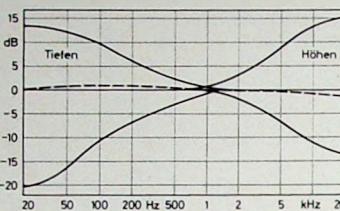


Bild 2. Regelbereich des Baß- und Höhenreglers

Baßabsenkung. Schließt man dagegen C 8 kurz, dann werden die Tiefen angehoben, da über C 9 mehr tiefe Frequenzen abfallen. Die hohen Frequenzen lassen sich mit dem Höhenregler P 3 beeinflussen. Beim Drehen des Schleifers von P 3 in Richtung C 10 entsteht eine Höhenanhebung; eine Höhenabschwächung tritt ein, wenn man P 3 in Richtung C 11 regelt, da der Fußpunkt des Potentiometers nun für die hohen Töne auf Nullpotential liegt. Beide Netzwerkzweige werden mit Hilfe von R 9 entkoppelt.

Auf die Klangregelstufe folgen zwei Verstärkerstufen in Emitterschaltung. Die Transistoren T 2 (BC 108 C) und T 3 (BC 107 B) verstärken das durch die Korrekturstufe gedämpfte Signal. Das verstärkte Signal wird über C 14 am Kollektor von T 3 abgegriffen.

Das Klangregelnetzwerk mit Vorverstärker benötigt eine Spannung von 27 V und hat eine Stromaufnahme von etwa 9 mA.

Mechanischer Aufbau

Der komplette Vorverstärker mit Klangregelnetzwerk ist auf einem 90 mm × 50 mm großen doppelschichtigen Resopalbrettcchen aufgebaut (Bild 4). Die Anschlußdrähte der Bauteile wurden durch 1-mm-Löcher gesteckt (Bild 5) und sind unter der Platinen nach Art einer gedruckten Schaltung verdrahtet. Die Verdrahtung der Bauelemente verläuft kreuzungsfrei.

Die Frontplatte (Bild 3) besteht aus 0,75 mm dickem Eisenblech und hat die Abmessungen 90 mm × 50 mm. Sie ist im unteren Teil im rechten Winkel um 10 mm nach hinten gebogen. Die Frontplatte dient als Halterung für Lautstärke-, Höhen- und Tiefenregler (P 1, P 2, P 3). An dem 10 mm breiten, nach hinten gebogenen Streifen ist das Resopalbrettcchen mit den Bauelementen befestigt.

Hinter dem Höhenregler P 3 wird die Impedanzwandlerstufe mit T 1 aufgebaut. Das Klangkorrekturnetzwerk sowie die Bauteile für die gehörrichtige Lautstärkeinstellung sind an den jeweiligen Potentiometern verdrahtet. Hinter P 1 (Lautstärkeregler) ist auf dem Resopalbrettcchen der Vorverstärker (T 2, T 3) angeordnet.

Für die Anschlüsse (NF-Eingang = 1, Masse = 2, Plusspannung = 3, NF-Ausgang = 4, Masse = 5) sind Drähte durch die Montageplatte geführt.

Werner W. Diefenbach

Einzelteilliste

Widerstände, 0,33 W	(Dralowid)
Potentiometer „1-4801“ (P 1)	(Preh)
Potentiometer „1-4800 +log“ (P 2, P 3)	(Preh)
Kondensatoren „MKS“, 63 V	(Wima)
Kondensator „MKS“, 400 V (C 2)	(Wima)
Elektrolytkondensatoren, 15 V	(Wima)
Elektrolytkondensator, 35 V (C 5)	(Wima)
Transistoren:	
2 x BC 107 B, BC 108 C	(Siemens)
Drehknöpfe „490/6“	(Mozar)

Bezug der angegebenen Bauelemente nur über den einschlägigen Fachhandel

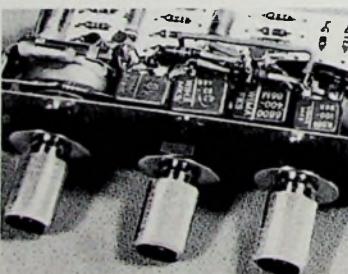


Bild 3 (oben). Blick von vorn auf das Gerät

Bild 4. Aufbauskizze des kompletten Gerätes

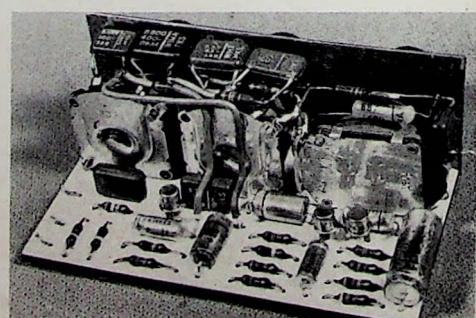
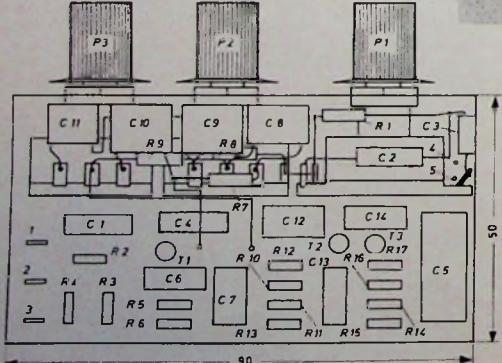


Bild 5. Chassis-Rückansicht



8. Internationales Bodenseetreffen der Funkamateure

Zum 8. Male fand in diesem Jahr am 5. und 6. Juli das internationale Bodenseetreffen der Funkamateure statt. Die Veranstalter – der DARC, Distrikt Baden und Distrikt Württemberg – sowie der Organisator R. Kühne (DJ 8 PO) mit seinen Helfern konnten zufrieden sein. Es wurden über 3000 Besucher geschätzt, die sich teilweise mit Familien in Konstanz eingefunden hatten. Wegen Umbaus des Konzilgebäudes – der traditionellen Tagungsstätte – wurden die Gerätemesse und das abendliche Ham-Fest an getrennten Orten der Stadt abgehalten.

Die Stadtverwaltung hatte am Samstagvormittag die offiziellen Gäste und die Repräsentanten ausländischer Verbände zu einem Empfang ins Rathaus geladen. Stadtrat Josef Mack konnte als Vertreter des Oberbürgermeisters neben DARC-Repräsentanten und ausländischen Gästen aus allen Kontinenten auch einen Vertreter der Schweizer PTT, Sekretär Blaser, und zwei Vertreter des Bundespost-Ministeriums, Ministerialrat Suppert sowie Oberamtmann Schulz-Schwieder, begrüßen. Er wies auf den Umbau des Konzilgebäudes hin und versicherte, daß im nächsten Jahre das Treffen wieder an diesem Ort stattfinden könnte. DARC-Präsident K. Schultheiß (DL1QK) dankte der Stadtverwaltung für die alljährliche Unterstützung und OM Kühne für die Durchführung des Treffens.

Das Ham-Fest am Samstagabend fand diesmal auf zwei ankernden Bodenseeschiffen statt. Dies führte zu einer besonderen Note in der Tradition der Ham-Feste, wenn auch dadurch die Geschlossenheit der Veranstaltung nicht ganz erhalten blieb.

Vertreter der Bundespost sowie der Fernmeldeverwaltungen Österreichs und der Schweiz hatten Ausgabestellen für Gastlizenzen an beiden Veranstaltungstagen errichtet. Ohne große Formalitäten wurden auf Gegenseitigkeit gegen Vorlage der Lizenzkunde des Heimatlandes Gastlizenzen ausgegeben. So war es möglich, im Rahmen eines Ausfluges in den drei angrenzenden Ländern Funkbetrieb zu machen.



Empfang im Rathaus der Stadt Konstanz.

Von links nach rechts: DARC-Präsident Schultheiß, Tagungsleiter R. Kühne, Stadtrat J. Mack, Oberpostdirektor Müller, Sekretär Blaser (PTT), Ministerialrat Suppert (Bonn), Oberamtmann Schulz-Schwieder (Bonn)

An beiden Veranstaltungstagen fanden Fuchsjagd-Wettbewerbe statt. Die Beteiligung war gut. So war beispielsweise die 80-m-Fuß-Fuchsjagd mit 19 Teilnehmern und die 2-m-Mobil-Fuchsjagd mit 12 Teilnehmern besetzt. Den Siegern winkten wertvolle Preise und als Symbol ein kleiner Fuchsschwanz.

Die Tagungsstation DL1IM mit dem Sonder-DOK „BS“ wickelte fast pausenlos Funkbetrieb ab. Sie führte auch viele anreisende Funkamateure über ihre Mobilstationen an die Tagungsstätte.

Neue Geräte und Zubehör

Die Gerätemesse war diesmal in einem großen Zelt untergebracht. Sie bot einen umfassenden Überblick über Amateurfunk-Bedarf. Neben Bauelementen, Bausteinen usw. wurden auch Verbesserungen an schon bekannten Amateurfunk-Geräten gezeigt. Dazu kamen neue Transceiver, Konverter, Antennen usw.

Von National war am Stand von H. Bauer der neue Transceiver „NCX 500“ zu sehen. Der Empfängerteil dieses 5-Band-Transceivers hat getrennte AM- und SSB-Demodulatoren, eine hoch wirksame Regelung bei allen Betriebsarten, einen VFO mit Vormischer und ein Latticefilter hoher Flankensteilheit. Die Eingangsempfindlichkeit ist 0,5 µV für 10 dB Signal-Rausch-Verhältnis und die ZF-Bandbreite 2,8 kHz bei -6 dB. Die Empfangsfrequenz kann ohne Beeinflussung der Sendefrequenz um ±3 kHz verschoben werden. Der Senderteil ist für 500 Watt PEP (Input) ausgelegt und gestattet SSB-, CW- beziehungsweise AM-Betrieb. Der eingebaute Mithörszillator kann als Morseübungsgerät benutzt werden. Weiter ist im Vertriebsprogramm auch der Braun-70-cm-Transverter. Er ist voll mit Transistoren bestückt und setzt 144 bis 146 MHz in 432 bis 434 MHz um. Die

2-m-Eingangsleistung soll 50 bis 1200 mW sein.

Für Amateur-Fernsehen eignet sich die transistorisierte Fernsehkamera „ITV 15“ (Caramant). Sie ist mit einer Vidikon-Bildaufnahmeröhre bestückt und liefert ein BAS- sowie ein HF-Ausgangssignal im VHF-Kanal 4. Die Bildwiedergabe ist für positive und für negative Darstellung umschaltbar, bei einem Auflösungsvermögen von etwa 500 Zeilen (≥ 5 MHz).

Neben preisgünstigen Handfunkgeräten waren bei Conrad, Hirschau, Empfänger für die verschiedensten Verwendungszwecke zu sehen. Für den Newcomer eignet sich der Noris-KW-Empfänger „R-100“ (unter 200 DM). Er erfaßt die Frequenzbereiche 550 bis 1600 kHz und 1,5 ... 30 MHz; sie sind



5-Band-Transceiver „NCX-500“ von National



Linear-Endstufe von W. Fischer (D1 3 AT) für das 2-m-Band mit 300 W Output bei SSB

in vier Bänder aufgeteilt. Mit Hilfe des eingebauten BFO und des 6:1-Feintriebs ist mit etwas Fingerspitzengefühl auch SSB-Empfang möglich. Neu sind ebenfalls zwei CTR-Nachrichten-Empfänger. Das Modell „TAF 70“ hat neben den MW- und UKW-Rundfunkbereichen noch die Sonderbereiche 4 bis 13 MHz sowie 108 bis 174 MHz. Der letzte Bereich ist mit einem Kombi-Demodulator ausgerüstet, der den Empfang von AM- und FM-Stationen gestattet. Der Empfänger ist mit 20 Transistoren und 4 Halbleiterdioden bestückt. Er kann mit Batterien (4 Babyzellen) oder aus dem Netz (220 V~) betrieben werden. Das Modell „TAF 80“ ist durch erweiterte Frequenzbereiche und einige Extras noch universeller.



Blick auf die Gerätemesse im Zelt
▼ 80-m-Fuchsjagdwettbewerb zu Fuß

Dürfen wir also noch einmal wiederholen...



stereo 4000 L

Was sollen wir Ihnen sonst noch viel über dieses Gerät erzählen. Es ist technisch perfekt. Hat einen vernünftigen Preis. Und deswegen verkauft es sich glänzend. Genauso wie stereo 3000 und stereo 5000. Diese Geräte

haben wir nämlich nicht aus dem Ärmel geschüttelt, sondern auf moderne Marktbedürfnisse maßgeschneidert. Mit Marktfor schung. Mit Tests. Mit einer Technik, die einen Stereo-Fan begeistert und einen Radiohörer zum „Wellenjäger“ macht. Aber – was sollen wir Ihnen noch viel über stereo 4000 L erzählen.

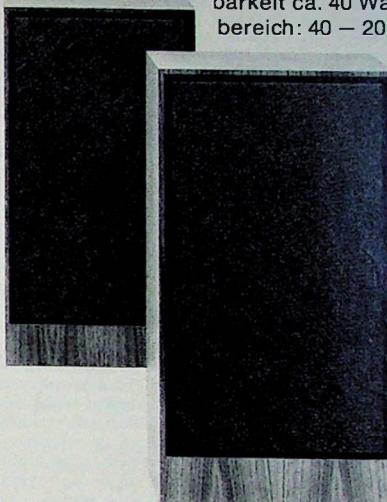
...und außerdem noch folgendes erwähnen:

Für stereo 4000 L können Sie ein rundes Sortiment hoch-qualifizierter Hi-Fi-Lautsprecher-Boxen anbieten. Zum Beispiel:

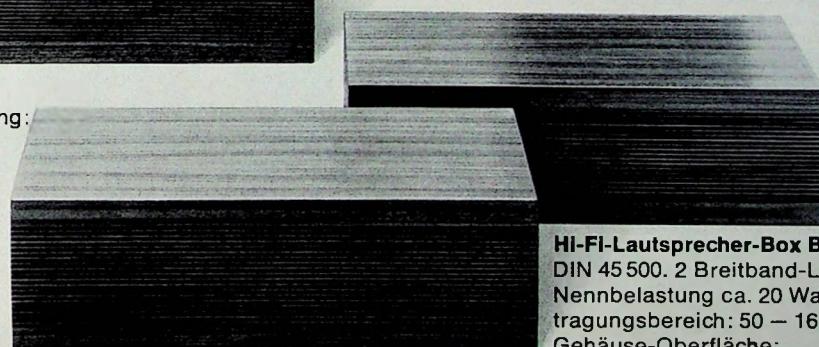
Hi-Fi-Lautsprecher-Box B 4/20 DIN 45 500.
2 Breitband-Lautsprecher, 1 Hochtton-Lautsprecher. Nennbelastung ca. 20 Watt. Übertragungsbereich: 50 – 16 000 Hz. Gehäuse-Oberfläche: Nußbaum hell matt, Rio-Palisander natur, Teak geölt.



Hi-Fi-Lautsprecher-Box B 7/40 DIN 45 500. 1 Tiefton-, 1 Mittelton-, 1 Hochtton-Lautsprecher. Nennbelastbarkeit ca. 40 Watt. Übertragungsbereich: 40 – 20 000 Hz. Nußbaum natur mit Stoffbespannung.



Hi-Fi-Lautsprecher-Box B 6/25
DIN 45 500. 2 Tiefton-Lautsprecher, 1 Hochtton-Lautsprecher. Nennbelastung: ca. 25 Watt. Übertragungsbereich 50 – 20 000 Hz.
Gehäuse Nußbaum natur.



Hi-Fi-Lautsprecher-Box B 5/20
DIN 45 500. 2 Breitband-Lautsprecher. Nennbelastung ca. 20 Watt. Übertragungsbereich: 50 – 16 000 Hz.
Gehäuse-Oberfläche:
Nußbaum hell matt.

Wie Sie sehen, sprechen wir von Lautsprecher-Boxen, obwohl es besser wäre, Klangstrahler zu sagen, denn in bezug auf Tonqualität und Aussehen bieten sie Außergewöhnliches. Beim Styling haben wir der modernen Wohnraumgestaltung Rechnung getragen.

Daß unsere Lautsprecher-Boxen der Hi-Fi-Norm DIN 45 500 entsprechen, ist für uns selbstverständlich. Und noch etwas: Unser Programm enthält außer den oben angeführten noch eine Reihe anderer interessanter Lautsprecher-Boxen. Kurz: Ein Programm, das keinen Wunsch offen läßt.

Bitte besuchen Sie uns auf der Funkausstellung Halle III

ITT **SCHAUB-LORENZ**

Beispielsweise gehen die UKW-Bereiche von 85 bis 108 MHz, von 107 bis 138 MHz und von 143 bis 185 MHz. Der UKW-Rundfunkbereich hat automatische Scharfabbildung. Die Kurzwellenbereiche sind dreifach unterteilt und umfassen die 15-, 20-, 40- und 80-m-Bänder.

W. Fischer (DJ 3 AT) stellte eine 2-m-Linear-Endstufe aus. Der Typ „F 200“ hat 300 W Output bei SSB und 150 W bei AM. Als Steuerleistung sind 3 ... 6 W notwendig. Der Netzteil ist eingebaut. Die Kühlung der Röhren ($4 \times 150\text{ A}$) erfolgt durch ein Radialgebläse mit etwa 2600 U/min. Mit dem eingebauten Meßwerk können Gitter- und Anodenstrom sowie die Hochspannung überwacht werden.

Neue KW-Antennen waren auch bei der **Fritzel KG** zu sehen. Sie sind für 20, 15, 10 m und für maximal 1,2 kW PEP ausgelegt. Es werden drei verschiedene Typen angeboten. Die Antenne „FB 13“ hat einen gestreckten Dipol mit Traps; „FB 23“ ist ein 2-Elemente-Beam und „FB 33“ ein 3-Elemente-Beam.

Vor dem Ausstellungszelt war ein Kippmast aufgebaut (Hersteller: **Karl Goller KG**). Es ist ein Stahlrohrmast, der zylindrisch abgesetzt in Masthöhen von 12, 18 und 24 m geliefert wird. Am Aufstellungsort kann der Mast zusammengezogen und verschraubt werden. Der Drehpunkt liegt je nach Höhe zwischen 2,5 und 4 m. Der Mast wird durch Kettentrieb aufgerichtet.

Der **Heathkit-SSB/CW-Transverter „SB-500“** erweitert die bekannten Transceiver „SB-101“ und „HW-100“ um das 2-m-Band (144 ... 148 MHz). Die Betriebsarten sind LSB, USB und CW bei 130 W Input (PEP) und 50 W Output. Bei Empfang wird das 2-m-Signal auf das 10-m-Band umgesetzt. Gleiches gilt in umgekehrter Richtung für Senden.

Ein umfangreiches Neuheiten-Angebot hatte die Firma **Johannsen, Karlsruhe**. Der neue **Swan-2-m-Transverter „TV-2B“** mit einem Input von 240 W PEP/SSB kann als Nachsetzer für sämtliche Transceiver mit einer ZF von 14, 21 oder 28 MHz verwendet werden. Beispielsweise wird ein Transceiversignal von 14,0 bis 14,5 MHz in 144,0 bis 144,5 MHz umgesetzt. Durch weitere Quarze sind die Bereiche 144,5 bis 145,0 MHz und 145,0 bis 145,5 MHz wählbar.

Die ebenfalls bei **Johannsen** vorgeführte **KW-Linear-Endstufe „LA 1200“** liegt mit 150 W Anodenverlust-Leistung innerhalb der Lizenzbestimmungen der Klasse B. Sie hat einen Input von 1200 W PEP und ist mit $5 \times PL 505$ bestückt. Die Ausgangsleistung ist 700 bis 900 W PEP je nach Band. Als Schutzmaßnahmen sind ein thermischer Netzsicherungsautomat, ein thermischer Anodenstrom-Überlastautomat und eine Schmelzsicherung gegen Röhrenkurzschlüsse eingebaut. Die HF-Steuerleistung ist 70 bis 100 W. Netzteil und zwei Überwachungsinstrumente sind ebenfalls eingebaut.

Aus dem Antennenprogramm der verschiedenen Hersteller wurden 15 Antennen am Stand von **Johannsen** gezeigt. Interessant ist das sogenannte Klebeblatt für 2 m und Rundstrahlcharakteristik (Cush Craft „ABW 14“). Von derselben Firma war auch die



Einzelteileanordnung des 70-cm-Empfängerkonverters „MRK 2“ (Richter u. Co.)

collinear gespeiste 16-Elemente-2-m-Antennengruppe „CL 116“ zu sehen. Diese Antenne kann bis zu 64 Elemente ausgebaut werden.

Neben dem Sommerkamp-, **Drake**- und **Swan**-Programm fiel am Stand von Richter & Co. ein UHF-Empfangskonverter auf. Die Eingangs frequenz ist 432 bis 434 MHz und wird bei dem Typ „MRK 2“ auf 144 bis 146 MHz beziehungsweise bei dem Typ „MRK 10“ auf 28 bis 30 MHz umgesetzt. Die Durchgangsverstärkung wird mit etwa 25 dB bei einer Rauschzahl 2 angegeben. Der gesamte Aufbau ist auf einer doppelseitig beschichteten Epoxydharz-Platine (65 mm \times 95 mm) untergebracht. Die Leiterbahnen sind vergoldet. Es werden Vierwellenkreise in Stripline-Technik verwendet.

Einen 2-m-Portable-Transceiver für SSB und AM stellte **J. Stefan, München**, vor. Der Empfänger hat einen FET-Eingangsteil und der Sender eine Ausgangsleistung von 250 mW. Für Mobilbetrieb wird eine einsteckbare

antenne. Er arbeitet nach dem sogenannten NF-Prinzip mit 850 Hz Frequenzänderung. Alle Stufen enthalten Siliziumtransistoren. Der im Sende generator erzeugte NF-Wechselton kann an beliebiger Stelle dem verwendeten SSB-Sender zugeführt werden. An der Rückseite des Gerätes sind Anschlüsse für die Maschine untergebracht. Der RTTY-Transverter kann sowohl an Transceiver als auch an getrennte KW- und 2-m-Stationen angeschlossen werden.

An mehreren Ständen wurden außerdem komplette Stationen, bestehend aus Sender, Empfänger und Netzteil mit Lautsprecher gezeigt. Der Empfänger „IC 700 R“ der **IC-Line** ist ein volltransistorisierter KW-Empfänger nach dem Einfachsuperprinzip (ZF 9 MHz). Das Quarzfilter hat 2,4 kHz Bandbreite bei -6 dB und 4,5 kHz bei -60 dB . Im Produktdetektor arbeitet ein Ringdemodulator. Die Amateur-KW-Bänder sind in 500-kHz-Abstimmungsbereiche aufgeteilt. Empfänger und Sender können zu Volltransceive-Betrieb zusammen geschaltet werden. Der Sender „IC 700 T“ ist bis auf vier Röhren transistorbestückt. Er hat 150 W PEP Input bei 40 dB Träger- und 50 dB Seitenband-Unterdrückung. Vox-Steuerung und verstärkte automatische Pegelregelung sind eingebaut. Der zugehörige Netzteil „IC 700 PS“ erzeugt sämtliche Spannungen für den Sender; außerdem ist dort ein Lautsprecher eingebaut.

Der SSB-Transceiver „TS-510“ der **Trio-Line** hat gegenüber dem Vorgängertyp Verbesserungen erfahren. So



Trio-Line mit Transceiver (Mitte), VFO (rechts) und Netzteil beziehungsweise Lautsprecher (links)

PA-Stufe geliefert. Die Signalaufbereitung erfolgt über eine 9-MHz-ZF. Das Gerät ist mit Transistoren bestückt.

Für RTTY-Amateure ist ein Transverter desselben Herstellers inter-

wurde beispielsweise die VFO-Stabilität erhöht und das externe Netzteil (ein Lautsprecher ist ebenfalls eingebaut) elektronisch stabilisiert.

D. Stoy

Ausbildung

Ausbildung zum Elektronik-Ingenieur an der Ingenieurschule Aalen

Der Eintritt in die Staatliche Ingenieurschule Aalen ist zweimal jährlich möglich. Das Sommersemester dauert von Mitte März bis Ende Juli, das Wintersemester von Anfang Oktober bis Mitte Februar.

Das Studium umfaßt 6 Semester (3 Jahre). Es gliedert sich in eine Unterstufe und eine Oberstufe. Die Unterstufe schließt am Ende des 3. Semesters mit der Ingenieur-Vorprüfung ab. In der Oberstufe werden die für den Ingenieur der Elektronik notwendigen Fachvorlesungen und Übungen gehalten. Das Studium schließt am Ende des 6. Semesters mit der Ingenieurprüfung ab.

In den ersten drei Semestern umfaßt die Ausbildung unter anderem die Grundlagenfächer Mathematik, Physik, Elektrotechnik und elektrische Meß-

technik, Elektronische Bauelemente, Grundlagen der Nachrichtenübertragungstechnik, Programmiersprache „FORTRAN“. Nach dieser Grundausbildung, die schon durch Laborpraktika unterstützt wird, folgt in den nächsten drei Semestern die Spezialausbildung, zu der Vorlesungen und Laborpraktika in analoger und digitaler Schaltungstechnik, digitale Steuerungs- und Rechnertechnik, Regelungstechnik, elektrische Antriebe und Leistungselektronik, Analog- und Hybridrechnertechnik, elektronische Meßtechnik, Konstruktion elektronischer Bauteile, Baugruppen und Geräte, Pneumonik und Hydronik gehören.

Nähere Auskünfte über AufnahmeverSORFASSETZUNGEN, STUDIENFÖRDERUNG, UNTERBRINGUNGSMÖGLICHKEITEN und dergleichen: Staatliche Ingenieurschule Aalen, 708 Aalen, Hohenstaufenstr. 1, Telefon: 07361/6791.

Der Oszilloskop in der Service-Werkstatt

Schluß von FUNK-TECHNIK Bd. 24 (1969) Nr. 15, S. 582

Es würde zu weit führen die Auswertung von Leuchtschirmbildern zur Untersuchung von Reflexionsverhältnissen längs einer Leitung ausführlich zu schildern. Es sei nur bemerkt, daß die Anpassung des Wobblerausgangs an die Leitung sehr genau erfolgen muß, damit sich nicht dort eine „Stoßstelle“ ergibt, die ihrerseits reflektierend wirkt und daher das Leuchtschirmbild verfälscht. Untersucht man zum Beispiel ein konzentrisches 60-Ohm-Kabel, so ist die Anpassung einfach, da der Ausgang der üblichen Wobbler ebenfalls diesen Widerstand hat. Soll jedoch ein symmetrisches 240-Ohm-Kabel untersucht werden, so muß man das Anpassungsglied so ausbilden, daß der Wobbler-Ausgangswiderstand von etwa 60 Ohm in einen symmetrischen Ausgangswiderstand von 240 Ohm transformiert wird. Eine entsprechende Schaltung für ein Anpassungsglied findet sich in der erwähnten Veröffentlichung [2].

Die Länge l des Kabels ist nicht gleichgültig. Je länger es ist, um so mehr Wellengesetzperioden bilden sich auf dem Leuchtschirm ab. Will man beispielsweise n solcher Perioden darstellen, so errechnet sich die Länge l (in m) zu

$$l = \frac{n \cdot c}{2 \cdot f_b \cdot \sqrt{\epsilon}} \quad (15)$$

(c ist die Lichtgeschwindigkeit, f_b der Frequenzhub des Wobblers und ϵ die Dielektrizitätskonstante der verwendeten Leitung). Dabei ist angenommen, daß die relative Permeabilität des Kabels annähernd 1 ist. Um ein zahlenmäßig ges. Beispiel zu geben, sei erwähnt, daß bei einem Wobbel-

hub von 15 MHz eine Kabellänge von 51 m erforderlich ist, um sechs Spannungswellen auf dem Leuchtschirm darzustellen. Natürlich sind derartige Kabellängen unpraktisch. Will man die Versuche im Labor durchführen, so kann man das Kabel dadurch auf relativ kleinem Raum unterbringen, daß man es „fältelt“, dabei aber für eine möglichst freiraumende Aufhängung sorgt, um Stoßstellen, also Inhomogenitäten, die Reflexionen vortäuschen könnten, zu vermeiden. Bei der praktischen Verwirklichung dieses Verfahrens sind manche Gesichtspunkte zu beachten, die in der erwähnten Veröffentlichung ausführlich erörtert werden. Beispielsweise geht die Kennlinie der Diode, da sie bei niedrigen Spannungen quadratisch ist, stark in die Form des Leuchtschirmbildes ein. Ein Markengeber im Wobbersender ist sehr praktisch, da man dann die einzelnen Frequenzen, die zu den Wellengesetzen gehören, ermitteln kann. Durch systematisches Auswerten der erhaltenen Oszilloskopbilder lassen sich der Reflexionsfaktor, die Abschlußimpedanz usw. ermitteln. Das Verfahren kommt für Frequenzen zwischen 30 und etwa 200 MHz in Betracht. Selbstverständlich kann man auf diese Weise auch die Anpassung eines Empfängereingangs an das Kabel untersuchen, und gerade solche Feststellungen sind für den Servicetechniker von Wert. Der Abschlußwiderstand des Kabels wird dann durch den Eingangswiderstand des Empfängers ersetzt, und man sieht sofort, ob die Anpassung richtig ist, ob sich also keine stehenden Wellen ergeben. Aus den Oszilloskopbildern lassen sich aber auch andere Werte, zum Beispiel der Verkürzungsfaktor, die Dämpfung des Kabels usw., ermitteln.

Zum Abschluß sei noch eine Schaltung angegeben, mit der sich gedämpfte Schwingungen darstellen lassen. Gedämpfte Schwingungen liefert beispielsweise ein mit Verlusten behafteter Schwingkreis, wenn ihm einmal ein Energiebetrag zugeführt wird und wenn man ihm dann Zeit läßt auszuschwingen. Prinzipiell würde man also die Spannung des Schwingkreises den Y-Anschlüssen eines Oszilloskops zu führen und einen kurzen, einmaligen Spannungsstoß auf den Kreis geben, während im gleichen Zeitaugenblick einmalig die Zeitablenkung ausgelöst werden müßte. Dieser Vorgang wäre dann fotografisch registrierbar. Das ist aber recht umständlich; besser ist es, wenn man den Anstoßvorgang

Vollendete Musikwiedergabe dank perfekter Technik!

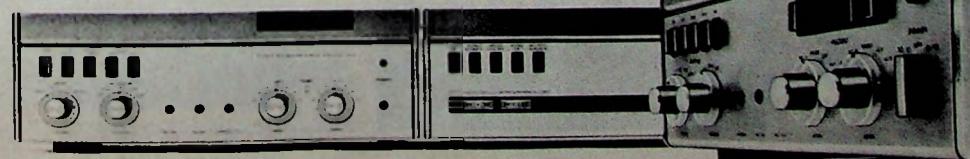
Konventionelle Konstruktionen finden Sie bei REVOX nicht. Unsere Forschung ist intensiv, denn wir bauen auch professionelle Studio-Geräte. Wir sind mit ungewöhnlichen Präzisionsmassstäben vertraut.

Darum sind REVOX Hi-Fi Geräte, ob Verstärker A50, FM-Tuner A76 oder Tonbandgeräte A77, wertvolle Erzeugnisse, die jedem Vergleich standhalten
... auch im Preis!

Wir senden Ihnen gerne ausführliche Informationen.

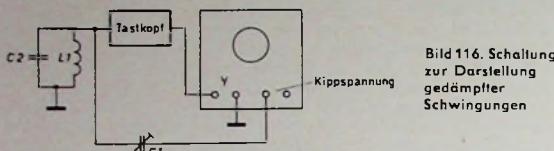
REVOX

Willi Studer GmbH, 7829 Löffingen, Deutschland
ELA AG, 8105 Regensdorf-Zürich, Schweiz
REVOX EMT GmbH, 1170 Wien, Rupertusplatz 1



periodisch wiederholt und auf diese Weise ein stehendes Bild der abklingenden Schwingung erhält.

Wie Bild 116 zeigt, ist die dafür erforderliche Schaltung [2] recht einfach. C_2 , L_1 sei der zu untersuchende Schwingkreis, dessen Spannung – um den Kreis möglichst wenig zu belasten – über einen Tastkopf dem Y-Verstärker zugeleitet wird. Man könnte nun beispielsweise mit Hilfe eines Rechteckgenerators und eines angeschlossenen Differenziergliedes periodische Spannungsstöße erzeugen, diese dem Schwing-



kreis zuführen und die Folgefrequenz des Rechteckgenerators mit der Zeitablenkung synchronisieren. Viel einfacher ist es jedoch, wenn man die Kippspannung des Oszilloskrafen selbst differenziert und mit dem sich dabei ergebenden kurzeitigen Impuls den Schwingkreis anstoßt. Wie Bild 116 zeigt, muß in diesem Fall die Kippspannung am Oszilloskrafen abgegriffen werden können, was bei den modernen Ausführungen möglich ist. Sie wird nun über einen sehr kleinen Trimmer C_1 an den Schwingkreis angeschlossen. Dann wird der Kreis während des Rücklaufs der Kippschwingung, während der der Impuls auftritt, angestoßen, und in der darauf folgenden Hinlaufperiode entsteht auf dem Leuchtschirm das Bild der gedämpften Schwingung. Als Differenzierglied wirkt dabei vorzugsweise C_1 in Verbindung mit der Spule L_1 des Kreises. Die Spannung an der Spule ist dem Differentialquotienten der Sägezahnspannung und der Spulenzeitkonstante proportional, so daß sich die richtigen Verhältnisse ergeben. Die abklingende Spannung am Schwingkreis folgt der Gleichung

$$U = U_0 \exp(-\delta \cdot t \cdot \cos \omega \cdot t), \quad (16)$$

worin

$$\delta = \frac{R_s}{2 \cdot L_1} \quad (17)$$

der Dämpfungsfaktor ist. Mit U_0 wird der Anfangswert der Schwingkreisspannung bezeichnet. ω ist die Resonanz-Kreisfrequenz des Kreises, R_s der Spulen-Verlustwiderstand und L_1 die Spuleninduktivität. Wie man sieht, liefert die Leuchtschirmkurve alle Bestimmungsstücke, um sämtliche interessierenden Schwingkreiswerte ermitteln zu können. Solche Auswertungen sind natürlich zeitraubend und keineswegs immer erforderlich. Auch hier jedoch interessieren den Servicepraktiker vor allem Vergleiche mit Kreisen, die schlechtere oder bessere Spulen enthalten. Je schlechter die Spule ist, um so früher klingt die Kreisspannung ab, und durch den Vergleich eines „Normalkreises“ mit einer Spule hoher Güte und einem sehr verlustfreien Kondensator kann man nun relativ die Güte anderer Schwingkreise bei gleicher Resonanzfrequenz beurteilen (Bilder 117 bis 119).

Selbstverständlich muß die Zeitablenkfrequenz in einem bestimmten Verhältnis zur Kreisgüte stehen. Je höher diese ist, um so länger braucht der Kreis, um völlig auszuschwingen. Die Periodendauer der Kippschwingung muß also größer als die Ausschwingzeit sein, damit der gesamte Ausschwingvorgang dargestellt werden kann. Je höher die Kippfrequenz ist, um so mehr wird das Leuchtschirmbild der abklingenden Schwingung auseinandergesogen. Hier helfen einige orientierende Versuche sofort weiter. Hat man einen triggerbaren Oszilloskrafen, so kann man den Erregungsimpuls auch aus der triggernden Spannung ableiten, und da nun ein geeichter Zeitmaßstab vorliegt, läßt sich leicht die

Zeit bestimmen, die erforderlich ist, bis der Kreis nahezu völlig abgeklungen ist (ein völliges Abklingen gibt es nicht, da der Abklingvorgang einem Exponentialgesetz folgt). Darauf kommt es jedoch gar nicht an, denn man kann der Hüllkurve der abklingenden Schwingung alle Einzelheiten entnehmen. Hier muß auf die Grundlagenliteratur verwiesen werden, die wir im Rahmen dieser Beitragsreihe als bekannt voraussetzen.

Die vorstehenden Beispiele sind einige von unzähligen. Noch viele andere hochfrequenz- und niederfrequenztechnische Vorgänge lassen sich besonders anschaulich mit dem Oszilloskrafen verfolgen, beispielsweise das Entstehen von Koppelwellen bei stark gekoppelten Kreisen, Schwebungen, Frequenzspektren usw. Meistens fallen alle diese Anwendungen jedoch kaum in das Interessengebiet des Servicetechnikers. Das gilt auch für die zahlreichen Anwendungen des Oszilloskrafen abseits der Unterhaltungselektronik, die in dieser Beitragsreihe völlig unberücksichtigt bleiben müßten. Aber gerade durch diese Anwendungen ist der Oszilloskrafen eigentlich erst zu einem Universal-Meßgerät der gesamten Technik geworden. Wer sich mit ihm einmal längere Zeit beschäftigt

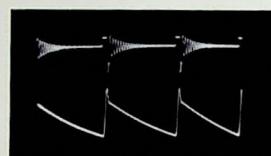


Bild 117. Darstellung gedämpfter Schwingungen, Schwingkreis durch den Rücklauf einer Kippspannung angestoßen

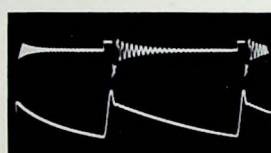


Bild 118. Vergrößertes Bild der Schwingung nach Bild 117

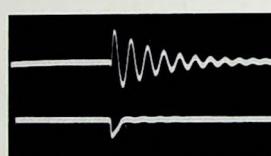


Bild 119. Gedämpfte Schwingung bei großer Zeitleitung

hat, wird ganz von selbst den Wunsch haben, sich tiefer in dieses Gebiet einzuarbeiten. Wir gaben zu Beginn dieser und der ersten Beitragsreihe einige Spezialbücher über die Oszilloskrafentechnik an, deren Studium lohnend ist, wenn man sich weiter damit beschäftigen will.

Wer den Inhalt dieser Beitragsreihe durchgearbeitet hat, wird nicht nur die Wichtigkeit verstehen, die man heute dem Oszilloskrafen in der Servicetechnik beimessen muß. Er wird auch, wenn er die Darlegungen in seiner eigenen Praxis verständnisvoll auswertet, viel Arbeitszeit sparen und manche Arbeiten exakter und zufriedenstellender zum Abschluß bringen, als das bei Anwendung konventioneller Methoden möglich ist. Damit wollen wir auch die Scheu bekämpfen, die manche Servicetechniker immer noch vor dem Oszilloskrafen haben. Der Oszilloskrafen ist heute bereits ein als konventionell zu bezeichnendes Serviceinstrument und ebenso unentbehrlich wie ein Vielfachmeßinstrument oder ein Meßsender.

Der Zweck unserer Beitragsreihe ist erreicht, wenn sie dazu beigetragen hat, den Einsatz des Oszilloskrafen noch mehr als bisher insbesondere in der Servicetechnik zu fördern.

Neu:
Röhrenpack

heninger
Servix



Logische Schaltungen

Fortsetzung von FUNK-TECHNIK Bd. 24 (1969) Nr. 15, S. 579

Die logischen Grundelemente

Da in diesen Rechenschemen nur die Verknüpfungen „UND“, „Oder“ und die Verneinung (Inversion) vorkommen, kann man mit einem System von Elementen, die in der Lage sind, diese Verknüpfungen darzustellen, auch alle derartigen Gleichungen lösen. Das System müßte also über sogenannte UND-Gatter, ODER-Gatter²⁾ und über Inverter verfügen. Diese logischen Operationen lassen sich nun mit sehr einfachen Schaltungen nachbilden.

UND-Gatter, ODER-Gatter
Im Bild 2 ist eine mögliche Anordnung des UND-Gatters dargestellt: Solange nur eine der Eingangsgrößen E auf

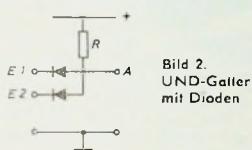


Bild 2.
UND-Gatter
mit Dioden

Massepotential liegt, liegt auch der Ausgang A auf Masse (strenggenommen um die Diodenschleusenspannung positiver als Masse). Nur wenn $E1$ und $E2$ positiv sind (L -Signal haben), liegt über R auch L -Signal am Ausgang. Mit dieser einfachen Anordnung ist also die logische Gleichung nachgebildet

$$E1 \cdot E2 = A.$$

Diese Anordnung kann ebenso auch als ODER-Gatter benutzt werden, wie die Inversion zeigt:

$$\overline{E1 \cdot E2} = \overline{A}$$

$$E1 + \overline{E2} = \overline{A}.$$

In „negativer Logik“ hat man hier also ein ODER-Gatter, da A immer dann nicht vorhanden ist, wenn $E1$ oder $E2$ oder beide Eingangsgrößen ($E1 \cdot E2$) nicht vorhanden sind, das heißt negatives Potential haben.

Diese Schaltung kann um nahezu beliebig viele Eingänge erweitert werden, indem ihr weitere Dioden hinzugefügt werden.

Ein ODER-Gatter in positiver Logik zeigt Bild 3. Hier ist die Erweiterungs-

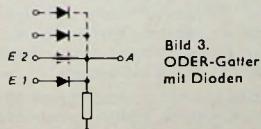


Bild 3.
ODER-Gatter
mit Dioden

möglichkeit gestrichelt angedeutet. Nach dem Vorhergesagten versteht sich die Funktion von selbst; A ist immer dann positiv (L), wenn nur irgendein Eingang – oder mehrere oder gar alle Eingänge – positiv sind, das heißt L -Signal

²⁾ Das Wort Gatter ist eine Verdeutschung des englischen Wortes gate (Tor).

führen:

$$A = E1 + E2 + E3 + \dots$$

Die Dioden dienen hier lediglich der Trennung der einzelnen Eingänge voneinander. Wenn zum Beispiel $E1$ an Masse liegt, $E2$ aber an positivem Potential, dann würde sich ohne Dioden ein Kurzschluß ergeben. Durch die Dioden bleibt aber das Potential an jedem Eingang unabhängig von den Signalen an den anderen Eingängen und natürlich auch unbeeinflußt von dem Ausgangssignal.

Die Aufgabe der Dioden in dieser Dioden-Logik wird bei der RTL-Ausführung (im Gegensatz zu TTL und DTL) von Widerständen übernommen. Es ist leicht einzusehen, daß die Kopplung der Eingänge untereinander durch Widerstände (an Stelle von Dioden) nur vermindert, nicht aber völlig unterbunden wird. Deshalb können derartige Gatter der RTL-Familien nicht durch einfaches Hinzufügen weiterer gleichartiger Widerstände beliebig erweitert werden.

Inverter

Bliebe als drittes Grundelement der Inverter zu erwähnen, der in der Lage sein soll, ein L -Signal am Eingang in \overline{L} am Ausgang umzuwandeln. Das tut eine jede Transistorstufe in Emitterschaltung. Bild 4 zeigt, daß bei Eingangs-

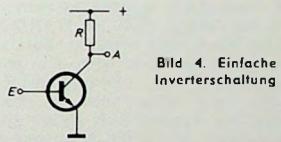


Bild 4. Einfache
Inverterschaltung

signal L (positive Basis) der Transistor Strom führt und damit der Ausgang nur um die Kollektor-Emitter-Restspannung (Größenordnung 0,1 V) positiver als Masse ist, also praktisch L -Signal führt. Umgekehrt liegt bei \overline{L} am Eingang (Basis an Masse, Transistor gesperrt) über R die volle Batteriespannung am Ausgang, das heißt L -Signal. Damit lautet die Gleichung des Inverters

$$E = \overline{A} \text{ beziehungsweise } \overline{E} = A.$$

NAND-Gatter

Um den Ausgang der UND-beziehungsweise ODER-Gatter auch mit nachfolgenden Schaltungen beladen zu können, wird ihnen grundsätzlich ein Verstärker nachgeschaltet, der seinerseits nun aber wieder eine Inversion bewirkt. Es gibt daher in den heute meist verwendeten Standard-Logik-Familien auch keine UND-Gatter, sondern nur NAND-Gatter. NAND ist eine Zusammensetzung von NOT AND (und nicht).

Ein solches Gatter ist dann etwa so dimensioniert wie im Bild 5 angegeben. Die Dioden $D1 \dots D3$ (gegebenenfalls auch mehr oder weniger Dioden, je nach Anzahl der Eingänge des Gatters)

bilden zusammen mit $R1$ das UND-Gatter. Der Transistor $T1$ in Kollektorschaltung besorgt die Anpassung vom UND-Gatter an die Endstufe $T2$. Durch $R2$ wird der Basisstrom der Endstufe begrenzt. $R3$ hält einmal die Basis von $T2$ auf Masse, solange $T1$ gesperrt ist, und sperrt damit $T2$, da die durch den $T1$ -Kollektorreststrom an $R3$ aufgebaute Spannung immer unterhalb der Basis-Emitter-Schleusenspannung von $T2$ bleibt. Außerdem dient $R4$ der schnellen Entladung der Eingangskapazität von $T2$ beim Umschalten in den gesperrten Zustand.

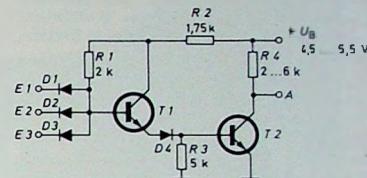


Bild 5. Beispiel einer NAND-Gatter-Schaltung in DTL-Technik; Inverter sind ebenso geschaltet, haben aber nur einen Eingang

Der Kollektorwiderstand $R4$ (Pull-up-Widerstand) ist entscheidend für die Umschaltzeit bei positiv-gehendem Ausgang (+ty im Bild 9), da über ihn alle angeschlossenen Kapazitäten (Verdrahtung und Eingangskapazität der nachgeschalteten Elemente) aufgeladen werden müssen. Es werden daher häufig gleichartige Gatter mit verschiedenen Werten von $R4$ angeboten, um sie den jeweiligen Bedürfnissen optimal anzupassen zu können. Außerdem gibt es auch Gatter ohne diesen Widerstand, so daß man diesen dann extern mit dem optimalen Wert einzusetzen hat. Mit solchen Gattern ist es auch möglich, den Ausgang an eine andere Betriebsspannung zu legen als die übrige Schaltung. Schließlich wird noch von einer anderen Ausgangsschaltung Gebrauch gemacht (Pull-up-Transistor statt Pull-up-Widerstand), die noch beim TTL-Gatter besprochen wird.

Der Wert von $R4$ beeinflußt die maximale Ausgangsbelastung (fan out). Für das Signal O am Ausgang darf die Spannung einen gewissen Pegel nicht überschreiten, da sonst der Störabstand zu gering wird beziehungsweise die Spannung nicht mehr niedrig genug ist, um die folgenden Einheiten überhaupt zu sperren. Die Ausgangsspannung ist die Kollektor-Emitter-Spannung von $T2$. Bei durchgeschaltetem Transistor (Ausgangssignal O) hängt diese Spannung ab vom Verhältnis Kollektorstrom zum Basisstrom. Solange dieses Verhältnis kleiner als die Stromverstärkung des Transistors ist, spricht man von Sättigungsbetrieb, der immer angestrebt wird, um kleine Kollektorrestspannungen zu erhalten.

Der maximale Basisstrom I_B liegt durch $R2$ fest. Die minimale Stromverstärkung α (für die die Schaltung ausgelegt ist) ist auch vorgegeben. Wenn nun der Kollektorstrom sich dem Wert $\alpha \cdot I_B$ nähert, steigt die Kollektorspannung an (obgleich sie ja möglichst nahe 0 V sein sollte). Damit ist also der maximal mögliche Kollektorstrom fest vorgegeben (unter Berücksichtigung der ungünstigsten Betriebsbedingungen wie zum Beispiel niedrigste Betriebsspannung, nied-

rigste Temperatur, Transistorexemplar mit kleinstem Stromverstärkung usw.). Der Kollektorstrom setzt sich aus zwei Anteilen zusammen: dem aus der externen Schaltung kommenden (die angeschlossene Belastung ist als Widerstand parallel zu R_4 zu denken) und dem R_4 durchfließenden Strom. Bei festliegendem Maximalstrom darf also der externe Strom um so größer sein, je kleiner der Strom durch R_4 ist. Mit anderen Worten: Je größer R_4 ist, um so größer ist die Zeitkonstante beim Übergang von O- auf L-Signal (bei gleicher externer Kapazität), um so größer ist aber auch die mögliche Ausgangsbelastung (fan out). Die genauen Lastwerte für verschiedene Kollektorschwierstände sind jeweils in den Datenblättern angegeben.

Nun ist noch die Diode D_4 im Bild 5 zu betrachten, durch die der Störabstand (noise immunity) festgelegt wird. Es sei angenommen, daß die Schleusenspannung der verwendeten Siliziumdioden ebenso groß ist wie die der Basis-Emitter-Diode der Transistoren, nämlich etwa 0,6 V. Bei Eingangssignal O (einer oder mehrere Eingänge liegen an Masse) steht dann an der Basis von T_1 die Schleusenspannung der Gatterdiode, also +0,6 V (jeweils gegen Masse gemessen). Um T_1 - und damit auch T_2 - leitend zu machen, muß aber die Gesamtschleusenspannung (Basis-Emitter-Diode T_1) + D_4 + (Basis-Emitter-Diode T_2) = 3 · 0,6 = 1,8 V überschritten werden, ehe überhaupt ein Basisstrom fließen kann. Die Spannung an der Basis von T_1 , die bei geerdetem Eingang auf 0,6 V liegt, dürfte also bis etwa 1,2 V höher sein, um die Transistoren immer noch - wie gewünscht - gesperrt zu halten.

Nun liegt der Eingang des Gatters aber im allgemeinen nicht direkt an Masse, sondern am Ausgang einer anderen logischen Schaltung, zum Beispiel eines anderen gleichartigen Gatters. Die O-Signal-Ausgangsspannung des vorhergehenden Gatters sei im ungünstigsten Fall (volle Last, kleinste Stromverstärkung usw.) +0,2 V. In diesem Falle liegen an der Basis von T_1 dann 0,2 + 0,6 = 0,8 V. Umschalten in den leitenden Zustand werden T_1 und T_2 (wie oben beschrieben) bei 1,8 V. Mit anderen Worten: Es ist eine Störspannung von maximal 1 V (Impuls- oder Brummspannung) auf der Eingangsleitung zulässig, die den Ausgang noch nicht beeinflußt. Diese maximal erlaubte Störspannung wird als Störabstand oder noise immunity bezeichnet. Ein Wert von 1 V ist typisch für die Standard-DTL- und -TTL-Familien.

Soviel zur Schaltung eines Standard-NAND-Gatters. Die dazugehörige logische Gleichung lautet

$$\bar{A} = \bar{E}_1 \cdot \bar{E}_2 \cdot \bar{E}_3 \dots$$

Das Symbol eines solchen NAND-Gatters ist im Bild 6 gezeigt. Der kleine Kreis am Ausgangsanschluß kennzeichnet die Inversion.

Für Experimentierzwecke ist die günstigste Ausführung die IS (integrierte Schaltung) im DIL-Gehäuse (Dual-in-

line). Sie ist im allgemeinen billiger als die gleiche Schaltung im Flat-pack- oder im TO-5-Gehäuse, außerdem ist sie leicht zu handhaben, da sie nicht allzu winzig ist. Da dieses Gehäuse in seiner Standardausführung 14 Anschlüsse hat, sind in einem Gehäuse zum Beispiel folgende Kombinationen von NAND-Gattern möglich und werden angeboten:

- 2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen und je einem Erweiterungseingang, an den weitere Dioden angeschlossen werden können, die auch als IS als sogenannte Extender oder Expander zu haben sind;
- 3 NAND-Gatter mit je 3 Eingängen;
- 4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen;
- 6 Inverter (je ein Eingang und ein Ausgang).

Diese DTL-Standard-Logik wird von vielen in Deutschland vertretenen Firmen in genau gleicher Dimensionierung angeboten (gleiche Lizenz); es unterscheiden sich lediglich die Typenbezeichnungen. Der Preis eines solchen IS für den Temperaturbereich 0 ... 75 °C liegt bei etwa 9,- DM, vermindert sich aber erheblich bei Abnahme von mehr als 20 oder 25 Stück eines Typs, weshalb man irgendwelche Schaltungen allein aus diesem Grunde zweckmäßigerweise so projektiert, daß man möglichst viele gleichartige Elemente einsetzen kann.

NOR-Gatter (NOT OR = oder nicht, das heißt ODER-Gatter mit nachfolgendem Inverter) sind in diesen Standard-Familien nicht vorgesehen und auch nicht erforderlich. Einmal ergibt sich eine ODER-Funktion ja in negativer Logik aus einem UND-Gatter in positiver Logik (wie gezeigt wurde), so daß mit dem NAND-Gatter beide Funktionen dargestellt werden können (weshalb sie häufig auch als NAND/NOR-Gatter bezeichnet werden). Zum anderen ergibt sich aber noch eine weitere Möglichkeit, die ODER-Funktion zu bilden, und zwar auch in positiver Logik. Es handelt sich dabei um die sogenannte Wired-OR-Schaltung (verdrahtete ODER-Schaltung, das heißt, sie wird durch entsprechende externe Verdrahtung aus NAND-Gattern gebildet). Sie ist bei der DTL-Standard-Logik mit Gattern nach Bild 5 immer möglich, in anderen Fällen geben die zugehörigen

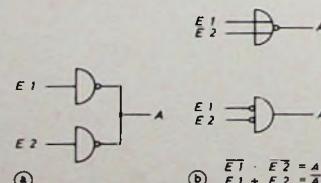


Bild 6. Schaltsymbol eines NAND-Gatters

Bild 7. Wired OR-Schaltung (a) aus zwei Invertern (der Name läuft: es handelt sich um eine NOR-Funktion) und Wired OR-Schaltung als NOR-Gatter oder als AND-Gatter mit negierten Eingängen (b)

gen Datenblätter Auskunft. Die Wired-OR-Funktion entsteht durch Verbindung der Ausgänge von zwei (oder mehr) NAND-Gattern, wie Bild 7a zeigt.

Wie man sich an Hand der Innenschaltung nach Bild 5 leicht klarmacht, wird der Ausgang nur dann positives Potential annehmen, wenn die Endtransisto-

ren beider Gatter gesperrt sind. Das heißt aber, daß der Ausgang A (Bild 7a) immer dann O ist, wenn entweder der Ausgang des einen oder des anderen oder beider Gatter O ist. Damit lautet die Gleichung für die Wired-OR-Schaltung nach Bild 7a

$$E_1 \cdot E_2 = A$$

und die Inversion dieser Gleichung

$$\bar{A} = \overline{\bar{E}_1 \cdot \bar{E}_2} = \overline{\bar{E}_1} + \overline{\bar{E}_2}$$

$$A = E_1 + E_2.$$

Wenn es sich um Gatter mit mehr als einem Eingang handelt, die in der Wired-OR-Schaltung miteinander verbunden werden (Eingänge E_{1a} , E_{1b} , E_{1c} beziehungsweise E_{2a} , E_{2b} und E_{2c}), dann lautet die Gleichung

$$\bar{A} = (\bar{E}_{1a} \cdot \bar{E}_{1b} \cdot \bar{E}_{1c}) + (\bar{E}_{2a} \cdot \bar{E}_{2b} \cdot \bar{E}_{2c}).$$

Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, daß man diese Funktion auch als UND-Gatter mit negierten Eingängen auffassen kann (an Stelle eines OR-Gatters mit nachfolgendem Inverter), wie Bild 7b zeigt.

Es ist ersichtlich, daß sich alle drei Grundfunktionen (UND, ODER, Inverter) mit ein und denselben Schaltung (Bild 5) darstellen lassen. Auch kompliziertere Funktionen werden nahezu allein aus Kombinationen mehrerer dieser Grundschaltungen aufgebaut. Das gilt natürlich für die TTL-Technik ebenso wie für die DTL-Technik. Es genügt daher für das Verständnis beider Techniken völlig, wenn man neben der Innenschaltung der DTL-NAND-Gatter nur noch die Innenschaltung der TTL-NAND-Gatter betrachtet.

T T L - N A N D - G a t t e r

Bild 8 zeigt ein TTL-NAND-Gatter mit zwei Eingängen. Die angegebenen Widerstandswerte stimmen nur näherungsweise, da sie allgemein in der IS-Technik großen Streuungen unterworfen

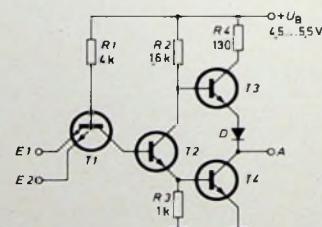
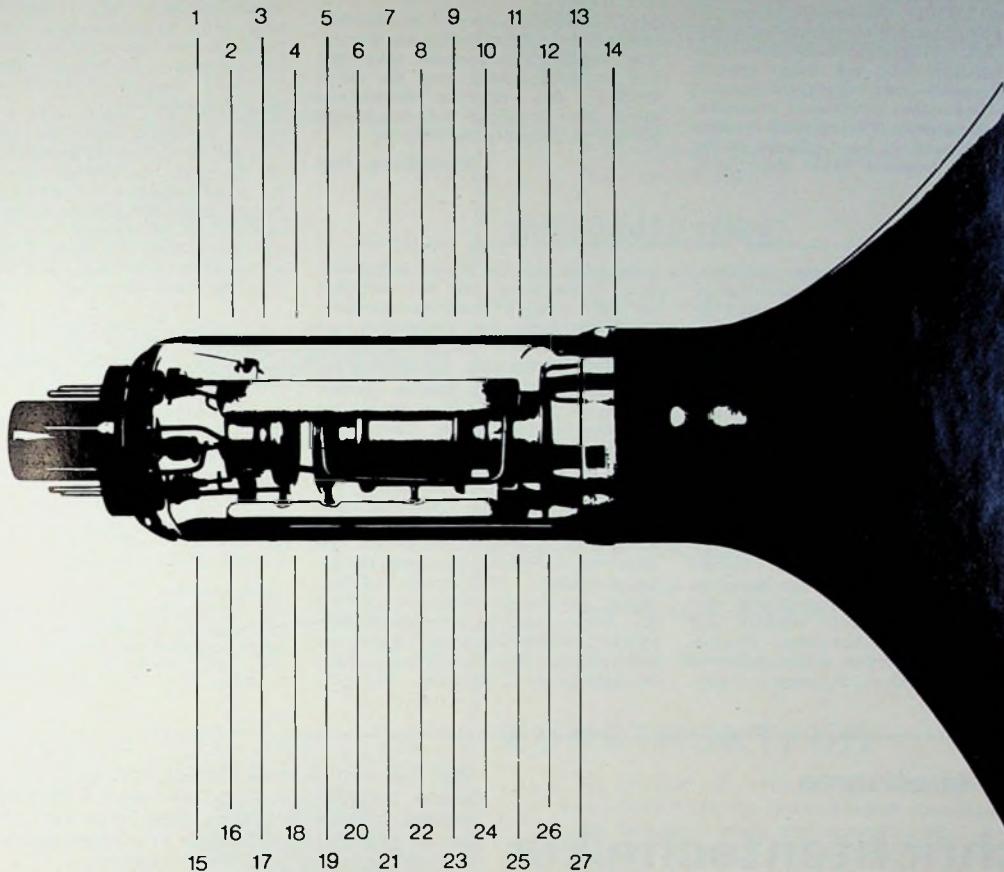


Bild 8. Beispiel einer NAND-Gatter-Schaltung oder Inverterschaltung in TTL-Technik

fen sind. Zudem handelt es sich hier um die Schaltung eines bestimmten Herstellers (Texas Instruments), bei anderen Firmen findet man abgewandelte Werte und Schaltungen.

Das UND-Gatter im Eingang wird hier von den Emittoren eines Transistors gebildet und nicht von Dioden (daher TTL im Gegensatz zu DTL). Solange auch nur einer dieser Emitter an Masse liegt, ist T_1 leitend, damit sind also T_2 und T_4 gesperrt, und T_3 ist leitend; der Ausgang liegt auf L. Die Reihenschaltung R_4 , T_3 , D übernimmt hier die Rolle des Pull-up-Widerstandes. Da R_4 lediglich ein Schutzwiderstand ist, der



Eine prächtige Kanone hat die SEL-Bildröhre

Und ganz neu. Mit vielen interessanten Einzelheiten. Brillante Schärfe, hohe Lebensdauer, optimale Zuverlässigkeit.

Kathode und Elektronenoptik wurden bedeutend verbessert. Eine brillante Bildschärfe ist das Ergebnis. 27fach wird jedes Strahlerzeugungssystem vermessen und geprüft. Das gibt eine Qualität, die selbst Optimisten bisher nicht für möglich hielten. Dazu die neue SELBOND®-Technik. Insgesamt, wertvolle Verkaufsargumente für Sie. Und neue Kaufvorteile für Ihre Kunden.

Unsere Ingenieure sind gerne bereit, Ihnen nähere technische Einzelheiten zu geben.

Standard Elektrik Lorenz AG
Geschäftsbereich Bauelemente
Vertrieb Röhren
7300 Esslingen, Fritz-Müller-Straße 112
Telefon: (0711) 35141, Telex: 07-23 594

Im weltweiten **ITT** Firmenverband

SEL

eine Überlastung von T3 bei Kurzschluß am Ausgang verhindern soll, ist diese Anordnung niederohmiger als der übliche Pull-up-Widerstand, der im allgemeinen einen Wert von einigen Kilohm hat. Bei gleicher kapazitiver Last am Ausgang läßt sich daher hiermit eine kleinere Übertragungsverzögerung beim Umschalten von O auf L erreichen, oder für gleiche Verzögerung ist eine höhere kapazitive Last zulässig als bei Pull-up-Widerstand. Diese Anordnung

im Ausgang ist bei DTL-Schaltungen ebenso üblich, ist also kein Charakteristikum für TTL-Schaltungen.

Die TTL-Schaltungen sind im allgemeinen mit den DTL-Schaltungen kompatibel, das heißt austauschbar. Eingangs- und Ausgangssignale sind für beide Familien (des gleichen Herstellers) gleich. Man überzeuge sich davon aber jeweils an Hand der Datenblätter.

(Fortsetzung folgt)

sen nichtelektrischer Meßgrößen · Nachrichtenübermittlung mit künstlichen Erdsatelliten · Laser (Grundlagen und Anwendungen) · Nachrichtenverarbeitung unter kybernetischen Aspekten · Elemente der industriellen Automatisierungstechnik (Prozeßrechneranlagen) · Probleme und Fortschritte in der Magnetbandtechnik.

In der Handbuch-Reihe ist jeder Band für sich thematisch abgeschlossen, und der Wert als Nachschlagewerk liegt in der Vollständigkeit. Da weitere Bände folgen, bleibt die Gesamtausgabe stets aktuell; sie ist sowohl ein Lehrbuch für Studierende als auch eine einzige Arbeitsunterlage für Ingenieure, Praktiker und Amateure. -hl

Neue Bücher

Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, VIII. Band. Herausgegeben von K. Kretzer. Berlin-Borsigwalde 1969, Verlag für Radic-Foto-Kino-Technik. 755 S. m. 537 B. u. 48 Tab. Preis in Ganzl. geb. 25 DM.

Das Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker zählt mit einer Gesamtausgabe von über 350 000 Exemplaren für die bisher erschienenen sieben Bände zu den bestverkauften Büchern der technischen Fachliteratur. Von den Grundlagen der Elektrotechnik ausgehend, reicht der Inhalt bis zu den letzten Erkenntnissen der modernen technischen Entwicklung auf diesem Gebiet. In dem jetzt erschienenen VIII. Band werden Sachgebiete der vorangegangenen Bände ergänzt und dort bisher unveröffentlichte Themen behandelt, und zwar unter anderem über neue technische Forschungsergeb-

nisse sowie aus der Praxis kommende neue Erkenntnisse auf den Gebieten der Hoch- und Niederfrequenztechnik, der Nachrichten- und Meßtechnik, der Röhren, Halbleiter und Bauelemente, der Datenverarbeitung und Automation.

Der Inhalt des VIII. Bandes gliedert sich in 13 von namhaften Fachleuten geschriebene Abschnitte: Technologie moderner Halbleiterbauelemente für die Hoch- und Höchstfrequenztechnik · Grundlagen und Anwendungen von Feldeffekttransistoren · Entwicklungen auf dem Gebiet der integrierten Mikroelektronik · Gleichrichterzellen und Thyristoren (Halbleiterbauelemente hoher Leistung) · Fortschritte auf dem Gebiet der Elektronenröhren (Röhren für hohe Ansprüche und Sonderzwecke) · Statistische Qualitätskontrolle elektronischer Bauelemente und Geräte · Höchstfrequenz-Meßtechnik · Fernmes-

Berichtigungen

Transistorbestückte RGB-Endstufe. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 15, S. 559-560

Die ersten Zellen auf S. 560 müssen richtig heißen: „wird über die Matrixwiderstände R 654, R 655 (R-Y-Anteil) und R 629 (B-Y-Anteil) gewonnen . . .“

In der 17. und 18. Zeile der ersten Spalte auf S. 560 muß es richtig heißen: „. . . (zum Beispiel T 605) in Emitterschaltung . . .“

Monolithischer 5-W-Leistungsverstärker. Funk-Techn. Bd. 24 (1969) Nr. 13, S. 480

Die Deutsche Vertretung für den Vertrieb des Verstärkers von General Electric hat die Firma Nucletron Vertriebs GmbH, München (nicht Neumüller + Co. GmbH).

Warum strebsame

Nachrichtentechniker Radartechniker Fernsehtechniker Elektromechaniker

ihrer Zukunft in der EDV sehen

Nicht nur, weil sie Neues lernen oder mehr Geld verdienen wollen, sondern vor allem, weil sie im Zentrum der stürmischen technischen Entwicklung leben und damit Sicherheit für sich und ihre Familien erarbeiten können (sie können technisch nicht abgehängt werden!).

In allen Gebieten der Bundesrepublik warten die Mitarbeiter unseres Technischen Dienstes elektronische Datenverarbeitungsanlagen. An Hand ausführlicher Richtlinien, Schaltbilder und Darstellungen der Maschinenlogik werden vorbeugende Wartung und Beseitigung von Störungen vorgenommen.

Wir meinen, diese Aufgabe ist die konsequente Fortentwicklung des beruflichen Könnens für strebsame und lernfähige Techniker. Darüber hinaus ergeben sich viele berufliche Möglichkeiten und Aufstiegschancen.

Techniker aus den obengenannten Berufsgruppen, die selbstständig arbeiten wollen, werden in unseren Schulungszentren ihr Wissen erweitern und in die neuen Aufgaben hineinwachsen. Durch weitere Kurse halten wir die Kenntnisse unserer EDV-Techniker auf dem neuesten Stand der technischen Entwicklung.

Wir wollen viele Jahre mit Ihnen zusammenarbeiten; Sie sollten deshalb nicht älter als 28 Jahre sein. Senden Sie bitte einen tabellarischen Lebenslauf an

UNIVAC
Elektronische Datenverarbeitung

Remington Rand GmbH Geschäftsbereich Univac
6 Frankfurt (Main) 1, Postfach 2407

BERLIN

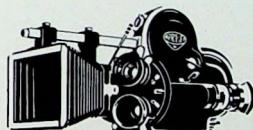
Technisch-wissenschaftlicher
Fachliteraturverlag

sucht zur festen Anstellung

Technische Redakteure

Kenntnisse in der HF- oder Elektrotechnik erwünscht

Ausführliche Bewerbungen mit Lebenslauf, Zeugnisabschriften und Gehaltsanspruch erbeten unter L. S. 3867



Wir sind Hersteller der weltbekannten
arriflex

Filmkameras sowie anderer film- und fernsehtechnischer
Maschinen und Apparate.

Für den weiteren Ausbau unserer Abteilung
electronic
suchen wir

mehrere hochqualifizierte

ELEKTRO-MECHANIKER

für unsere Gruppen
Entwicklung
Prüffeld allgemeiner Elektronik
Prüffeld ELA
Musterbau

mehrere hochqualifizierte

FEINMECHANIKER

für unsere Gruppe
Musterbau
zur selbständigen Anfertigung elektronisch-mechanisch-optischer Prototypgeräte.

Bitte richten Sie Ihre Bewerbung an den Leiter unserer Abteilung „electronic“ Herrn Lehr (Telefon [08 11] 3 80 92 32)

ARNOLD & RICHTER K.G.
8 München 13, Türkenstraße 89



Für Entwicklungsarbeiten an HF-Schweißgeneratoren für industriellen Einsatz suchen wir befähigte und einsatzfreudige

INGENIEURE

möglichst aus der Fachrichtung Hochfrequenztechnik bzw. Elektronik.

Ihr Arbeitsgebiet wären Entwicklungsprobleme von Hochfrequenz-, Ultraschall-, UHF- und Funkensprühgeneratoren.

Für die Ausweitung unseres Kundendienstes suchen wir

TECHNIKER (evtl. Fachschulingenieure)

für Service-Aufgaben an HF-Generatoren und Schweißanlagen (Kunststoff).

Für unser Konstruktionsbüro benötigen wir noch einen

KONSTRUKTEUR

der gewohnt ist, unter Berücksichtigung einer rationalen Fertigung Konstruktionen auszubilden. Wir denken an einen Elektromaschinenbau-Konstrukteur, der auch Blechbearbeitungsmethoden beherrscht.

Bitte richten Sie Ihre Bewerbung unter Angabe des Gehaltswunsches und des frühestmöglichen Eintrittsdatums an:

KÖRTING RADIO WERKE GMBH

8211 Grassau/Chiemgau • Telefon: 08641/2051

Kaufgesuche

Röhren und Transistoren aller Art
kleine und große Posten gegen Kasse.
Röhren-Müller, Kelheim/Is., Parkstr. 20

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

Hans Keminsky
8 München-Solln
Spindlerstraße 17

Bastelbuch gratis!

für Funk-Radio-Elektronik-Bastler und alle, die es werden wollen.
Bauanleitungen, praktische Tips, Bezugssquellen.

Technik-KG,
28 Bremen 17, Abteilung B D 6

Achtung! Ganz neu!

Kleinzangen-Ampermeter
mit Voltmesser.

Md. | Amp. ~ | Volt ~

A 5/25 150/300/600
B 10/50 150/300/600
C 30/150 150/300/600
D 60/300 150/300/600

nur 122,- DM + MW.
mit eingeb. Ohmmesser
(300 Ω) 168,50 DM + MW.

Elektro-KG - Abt. B 75
6 Ffm. 50, A.E. Schleg 22

Prospekt
FT 12 gratis.

Preiswerte Halbleiter 1. Wahl

AA 117	DM -,55
AC 122	DM 1,25
AC 187/188 K	DM 3,45
AD 133 III	DM 6,35
AD 148	DM 3,95
AF 118	DM 3,55
BA 170	DM -,60
BA 17	DM -,75
BC 107	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 108	DM 1,10 10/DM 1,-
BC 109	DM 1,20 10/DM 1,10
BC 170	DM 1,05 10/DM -,95
BF 224	DM 1,75 10/DM 1,65
BRY 38	DM 5,90 10/DM 5,50
ZG 2,7 ... ZG 33	je DM 2,20
1 N 4148	DM -,85 10/DM -,75
2 N 708	DM 2,15 10/DM 2,-
2 N 2218	DM 2,45 10/DM 2,70
2 N 2219 A	DM 3,50 10/DM 3,30

Kostenl. Bauteile-Liste anfordern.

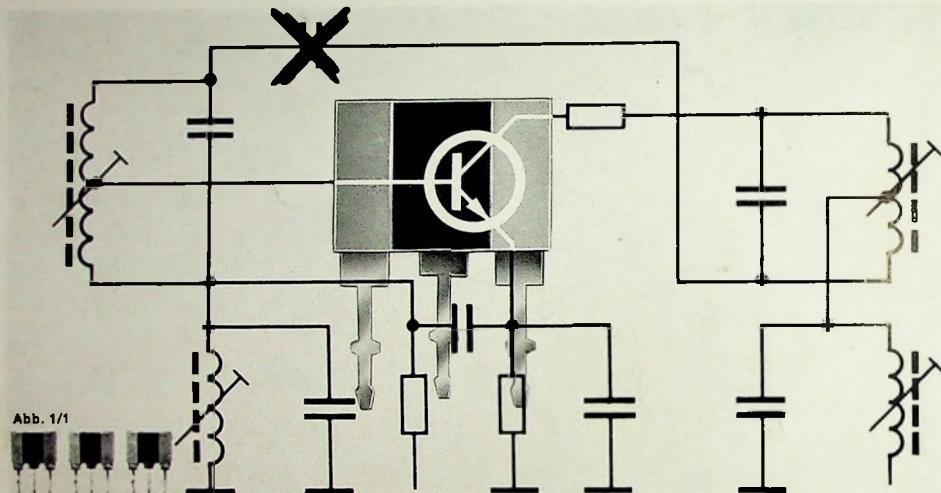
N.V.-Versand

M. LITZ, elektronische Bauteile

7742 St. Georgen, Gartenstraße 4

Postfach 55, Telefon (07724) 71 13

Rückwirkung kann man neutralisieren - oder mit BF 334/335 - vergessen!



10020

Die neuen Valvo-Transistoren BF 334/335 sind für die Anwendung in AM-Mischstufen und AM/FM-ZF-Verstärkerstufen von Rundfunkempfängern vorgesehen.

Ihr besonderes Merkmal ist die Kombination kleiner Rückwirkungskapazitäten mit kleinen Ausgangsleitwerten. Diese Typen unterscheiden sich in ihrem Stromverstärkungsbereich, wobei der BF 334 mit $B = 65 \dots 220$ für geregelte und der BF 335 mit $B = 35 \dots 125$ für ungeregelte Stufen vorgesehen ist.

Kurzdaten:

Kollektor-Sperrspannung	=	40 V
Kollektor-Emitter-Sperrspannung	=	30 V
Rückwirkungskapazität	\leq	0,3 pF
Ausgangsleitwert	=	$3 \dots \leq 6 \mu\text{S}$
Vorwärtssteilheit	=	36 mS



VALVO GmbH, 2 Hamburg 1, Burchardstraße 19

E.-Philippstr. 56
1471