

10 2. Mai-Ausgabe 1975
30. Jahrgang

FUNK

TECHNIK

Fachzeitschrift für Rundfunk, Fernsehen, Phono und Hi-Fi





**Publikumsliebliche,
für Ihren Erfolg.**

LOEWE
RADIO · TV · HiFi
Loewe Opta GmbH Berlin/Kronach

Gegründet von Curt Rint

Vereinigt mit
Rundfunk-Fernseh-Großhandel

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für Rundfunk, Fernsehen, Phono und Hi-Fi

Redaktion: 1 Berlin 52, Eichborndamm 141 bis 167, Telefon (0 30) 4 11 60 33, Fernschreiber 01 81 632.

W. Reth, C. Rint

Anzeigenverwaltung: 8 München 2, Postfach 20 19 20, Paketanschrift: 8 München 19, Lazarettstraße 4. Tel. (0 89) 16 20 21, Fernschreiber 05 216 075. Z. Z. ist Anzeigenpreististe Nr. 9a vom 1. 3. 1975 gültig.

W. Sauerbrey (Anzeigenleiter).

Abonnentenverwaltung: 69 Heidelberg 1, Wilckensstraße 3-5, Tel. (0 62 21) 4 90 74, Fernschreiber 04 61 727.

Die Zeitschrift erscheint monatlich zweimal

Bezugspreis: Vierteljährlich 20,— DM inkl. 5,5% MWSt., zuzüglich Versandgebühren, im Ausland 80,— DM jährlich zuzüglich Porto. Einzelheft 3,50 DM zuzüglich Porto.

Kündigungen sind jeweils zwei Monate vor Quartalsende (Ausland: Bezugsjahr) dem Verlag schriftlich mitzuteilen. Bei unverschuldetem Nichterscheinen keine Nachlieferung oder Gebührenerstattung.

Zahlungen an: Hühlig und Pflaum Verlag GmbH & Co. Fachliteratur KG München/Heidelberg, Postscheckkonto. München Nr. 82 01-800, Deutsche Bank, Heidelberg, Konto-Nr. 01/94100, Postscheckkonto Wien Nr. 23 12 215, Postscheckkonto Basel Nr. 40 140 83.

Gesamtherstellung: Richard Pflaum Verlag KG, Graphischer Betrieb, 8 München 2, Postfach 20 19 20.

Herausgeber: Hühlig und Pflaum Verlag GmbH & Co. Fachliteratur KG, München/Heidelberg.

Verlagsleitung: Ing. P. Eiblmayr, München, Dipl.-Kfm. H. Hühlig, Heidelberg.

Für die Rücksendung unverlangt eingesandter Manuskripte wird keine Gewähr übernommen. Nachdruck, auch auszugsweise, sowie anderweitige Vervielfältigung nur mit vorheriger Zustimmung der Redaktion gestattet. Bei allen Einsendungen an die Redaktion wird das Einverständnis zur vollen oder auszugsweisen Veröffentlichung vorausgesetzt, wenn gegenteilige Wünsche nicht besonders zum Ausdruck gebracht werden.

Inhaber und Beteiligungsverhältnisse: Persönlich haftender Gesellschafter: Hühlig und Pflaum Verlag GmbH, München. Kommanditisten: Hühlig GmbH & Co Verlags-KG in Heidelberg, Richard Pflaum Verlag in München, Beda Bohlinger in Gauting.

Aus dem Inhalt

Aufgaben und Tätigkeiten der Bundesfachgruppe Radio- und Fernsehtechnik im ZVEH	267
Gebremster Fortschritt	267
Interessante Schaltungen	
Ablaufwarner für Magnetband-Kassetten	268
Elektronisches Aneometer	268
Toleranzprobleme bei Hi-Fi-Plattenspielern und Cassetten-Decks	269
Mikrowellen-Begrenzer	273
Grundsätzliche Schaltungskonzepte monolithisch integrierter Linearschaltungen	278
Digitaler 11-Oktaven-Orgelgenerator mit 8-MHz-Oszillator und 12 integrierter Schaltungen	285
Funktionsbedingungen für Vorfunkstrecken in Kfz-Zündanlagen	287
Funkpionier Wilhelm T. Runge 80 Jahre	289
Aeronomie-Satellit AEROS	290
Elektrische Störbeeinflussung und ihre Beseitigung in elektronischen Geräten und Anlagen	293
Unterhaltungselektronik und Radiojubiläumsschau auf der Basler MUBA	296
Die aktuelle Tendenzübersicht	299

Titelbild: Eine neue Niederlassung hat die Grundig AG im Münchner Stadtteil Giesing in verkehrsgünstiger Lage bezogen, nachdem das bisherige Gebäude an der Tegernseer Landstraße dem expandierenden Unternehmen nicht mehr genügte. Die Niederlassung hat ihren Umsatz seit 1971 verdoppelt. Unser Bild zeigt die Werkstatt der Artikelgruppe Fernsehgeräte, in der die Techniker an zweckmäßig eingerichteten und mit den neuesten Meßgeräten ausgestatteten Plätzen arbeiten. Jedem Artikelbereich sind spezielle Servicräume für den technischen Kundendienst zugeordnet. Mit der erweiterten Niederlassung will das Unternehmen den Fachhandel im südbayerischen Raum noch intensiver betreuen. (Foto: Grundig AG)

Hüthig

50 JAHRE

1925-1975

Farbfernseh- technik I

Telefunken-Fachbuch

170 Seiten. Mit 86 Abbildungen.
2. Auflage.
Kunststoffeinband DM 15,80
Originalausgabe des Elitera-Ver-
lages, Berlin

Farbfernseh- technik II

Telefunken-Fachbuch

336 Seiten. Mit 401 Abbildungen
und einer Tabelle.
Kunststoffeinband DM 36,—

In diesem Telefunken-Fachbuch,
das aus jahrelanger Praxis in
der Schaltungsentwicklung für
Farbfernsehempfänger entstan-
den ist, wird die Impulsschal-
tung des Farbfernsehempfängers
leicht verständlich erläutert.

Dipl.-Ing. Arne Buxbaum
Dipl.-Ing. Klaus Schierau

Berechnung von Regelkreisen der Antriebstechnik

212 Seiten. Mit 239 Abbildungen
und 5 Tabellen.
Kunststoffeinband DM 32,50

An Hand von Beispielen führt
dieses Buch in die Grundlagen
der Regelungstechnik ein und
behandelt eingehend die üb-
lichen Regelkreise und Rege-
lungsprobleme der elektrischen
Antriebstechnik.

AEG-Hilfsbuch 1

Grundlagen der Elektrotechnik

Zusammengestellt von
Dr. Klaus Johannsen. 564 Seiten.
Mit 336 Bildern und 334 Tabellen.
Kunststoffeinband DM 43,80

AEG-Hilfsbuch 2

Handbuch der Elektrotechnik

832 Seiten. Mit 1181 Bildern und
273 Tabellen. 10. Auflage.
Kunststoffeinband DM 37,80
Originalausgabe des Elitera-Ver-
lages, Berlin

Digitale Integrierte Schaltungen

Telefunken-Fachbuch

242 Seiten. Mit 370 Abbildungen.
Kunststoffeinband DM 35,—

Ziel dieses Buches ist es, einen
großen Kreis von Fachleuten
und Studierenden mit den
Grundlagen der binär arbeiten-
den integrierten Digitalschaltun-
gen vertraut zu machen. Alle ein-
schlägigen Begriffe und Fach-
ausdrücke sind exakt und leicht
verständlich definiert.

Edgar Dombrowski

Einführung in die Zuverlässigkeit elektronischer Geräte u. Systeme

368 Seiten. Mit 200 Abbildungen
und 118 Tabellen.
Kunststoffeinband DM 45,—
Originalausgabe des Elitera-Ver-
lages, Berlin

Prof. Dr. Otto Föllinger
unter Mitwirkung von
Frank Dörrscheidt, Wolfgang
Hoffmann, Manfred Klittich

Regelungs- technik

Einführung in die Methoden und ihre Anwendung

332 Seiten. Mit 425 Abbildungen
und 21 Tabellen.
Kunststoffeinband DM 54,—

Dieses Buch richtet sich an alle
regelungs- und systemtechnisch
interessierte und kann als Ein-
führung in die Regeltechnik ge-
lesen werden. Es wird vor allem
für den im Beruf stehenden In-
genieur eine große Hilfe sein.

Prospekte stehen auf Anforde-
rung zur Verfügung.

AEG-Telefunken Fachbücher

Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH · 69 Heidelberg · Postfach 10 28 69

Gebremster Fortschritt

Der gewaltige Fortschritt auf allen Gebieten der Technik und damit auch der Wirtschaft gibt den Ingenieuren und Wissenschaftlern die Bestätigung für die Bedeutung ihrer Arbeit. Sie alle stehen unter dem Zwang des „mehr als letztes Mal“. Jede quantitativ erfaßbare Größe muß wachsen. Betrachten wir einmal die potentiell Arbeitsfähigen und die Arbeitsmöglichkeiten. Jeder wird sofort sagen, die Zahl der Arbeitslosen dürfe nicht wachsen, sondern müsse möglichst klein sein. Dann aber muß die Zahl der Arbeitsplätze pro Jahr um die Zahl der mit der Ausbildung fertig werdenden jungen Menschen anwachsen (abzüglich natürlich der Abgänge durch Pension usw.). Da jeder seiner Ausbildung entsprechend bezahlt werden will und eine geringe Inflationsrate vorliegt, muß die Wirtschaft mehr verdienen. Daß dies nicht endlos weitergehen kann, ist klar. Man muß sich demnach darüber Gedanken machen, wozu und wofür heute junge Menschen ausgebildet werden, wenn gar nicht so sicher ist, ob die Ausgebildeten dann auch gebraucht werden, ob sie auch eine adäquate Arbeit finden werden. Der technische Fortschritt bringt in der Form von Rationalisierung und Automatisierung Perfektion, Zuverlässigkeit und Sicherheit. Bei den komplexen Arbeitsvorgängen werden aber immer weniger Menschen benötigt. Der Mensch gewinnt durch den technischen Fortschritt freie Zeit, er wird frei für die wesentlichen Dinge. Nur: was ist wesentlich für den Menschen? In den seltensten Fällen gelingt es den Zeitgenossen, sich mit den Möglichkeiten der Technik vertraut zu machen. Das ist allein schon deshalb schwierig, weil das Neue von heute schon morgen überholt ist und wir noch am Neuen von gestern kauen.

Es fehlt die Zeit zum tiefen Verständnis unserer technisierten Welt. Wir müssen aber vertraut werden mit den Möglichkeiten von morgen: dann nämlich werden wir die Technik einsetzen, um überleben zu können. Wir müssen uns heute darüber klar werden, welche Folgen die jetzt eingesetzten Techniken haben werden. Ein Beispiel dazu sind die kleinen elektronischen Taschenrechner. Sie sind heute schon so billig, daß nahezu jeder Schüler sie kaufen kann. Besteht nicht die Gefahr, daß wir alle zu bequem werden und selbst die einfachsten Rechnungen mit dem Taschenrechner durchführen? Das Problem scheint zu sein, daß man meint, auf Auswendiglernen verzichten zu können, zugunsten von...? Man übersieht leicht, daß das Gehirn zur vollen Entfaltung eine Vielzahl von Daten benötigt, die sozusagen „fest verdrahtet“ werden, natürlich auch etwas Material zum Kopfrechnen. Da alle „Maschinen“ nichts anderes können, als das, was in ihnen einprogrammiert vorhanden ist, liegt es an den Fähigkeiten des Menschen, die „Maschinen“ vernünftig einzusetzen.

Überhaupt muß der Mensch im Mittelpunkt aller Bemühungen um technischen Fortschritt stehen, ihm soll der Fortschritt helfen bei der täglichen Arbeit, zu Hause und im Büro. Wir müssen daher lernen, mit dem Fortschritt umzugehen und ihn in unsere Bemühungen voll einzubeziehen. Fortschritt und wirtschaftliches Wachstum sind eng miteinander gekoppelt: Die Frage ist, welches Tempo des Fortschritts wir Menschen verkraften können, ohne uns selbst zu schaden. Noch haben wir die Fäden in der Hand: Es muß nicht immer mehr sein, weniger kann auch besser sein.

C. Trebusch

Interessante Schaltungen

Ablaufwarner für Magnetband-Kassetten

Bei Aufnahmen von Reden, Diskussionen oder Konzerten mit dem Kassettenrecorder versäumt man oft den richtigen Zeitpunkt für das Wenden oder Wechseln der Kassette. Erwünscht ist deshalb ein die Umgebung nicht störendes, also lautloses, aber dennoch eindringliches Signal als rechtzeitigen Hinweis auf das nahende Bandende. Der in Bild 1 dargestellte Bandende-Warner verlangt nur wenig Aufwand. Er besteht aus dem programmierbaren Zeitkreis 14 536, einem Quad-Nand-Gatter 74C00 und einigen externen Bauelementen. In dem Zeitkreis registriert ein 24stufiger Binärzähler die Perioden des ebenfalls integrierten Oszillators, um bei Erreichen des im Decoder vorgewählten Zählerstand-Endwertes den monostabilen Multivibrator (Monoflop MF) zur Abgabe eines Ausgangsimpulses zu veranlassen und sofort wieder, von Null ausgehend, mit der Zählung zu beginnen.

Die Oszillatorfrequenz und damit die Taktfolge für den Zähler hängt von der Zeitkonstante des RC-Gliedes zwischen den Anschlüssen 4 und 5 ab. Maßgebend für die Decoder-Voreinstellung ist das Fehlen oder Anliegen einer positiven Spannung an den Anschlüssen 9 bis 12. Da hier die Anschlüsse 9 und 10 fest mit +9 V vorgespannt sind, gilt für den Decoder von vornherein der Binärwert 1100 als Vorwahl, doch kann die NAND-Schaltung auch die Anschlüsse 11 und 12 an positive Spannung führen und damit die Vorwahl auf 1111 umprogrammieren. Bei Vorwahl 1100 spricht der Decoder an, wenn der Zähler von 2^{11} auf 2^{12} (11. auf 12. Stufe) übergeht. Dagegen tritt der Ausgangsimpuls bei

Vorwahl 1111 erst mit dem Zählerschritt von 2^{23} nach 2^{24} auf.

Übliche Kassetten haben eine Laufzeit von 45 min. Um die Bandende-Warnung mit der 44. Minute beginnen zu lassen, muß der Decoder nach $44 \times 60 = 2640$ s den Monoflop anstoßen. Daraus ergibt sich, daß der Oszillator mit einer Frequenz schwingen muß, die sich errechnet zu $3,178 \text{ kHz} \approx 3,2 \text{ kHz}$. Auf diese Frequenz wird der Oszillator nach Anlegen eines Frequenzmessers oder -zählers an Stift 5 durch Verändern des Potentiometers P1 abgestimmt. Dann entspricht die Decoder-Vorwahl 1100 einer Zeit von $2^{11}/3,2 \text{ kHz} = 0,65 \text{ s}$. Mit diesem Takt blitzt die Leuchtdiode FLV 100 nach dem Einschalten des Gerätes auf, und zwar bis man die Starttaste S2 drückt und den Decoder über die NAND-Schaltung auf Vorwahl 1111 umstellt. Nach 44 min macht der Ausgangsimpuls die Vorwahlumstellung wieder rückgängig, worauf die Leuchtdiode im 0,65-s-Takt das nahende Bandende ankündigt.

Der Bandende-Warner kommt mit jeder Spannung zwischen 5 und 15 V aus, kann also auch aus dem Kassettenrecorder gespeist werden. Meist dürfte es möglich sein, ihn in den Recorder einzubauen und die Starttaste S2 mit der Aufnahmetaste des Recorders zu koppeln.

Nach Clark, V. R.: Silent timer warns of tape run-out. Electronics 48 (1975) 6, S. 114

Elektronisches Anemometer

Selbstheizend betriebene Thermistoren ändern ihren Widerstand und damit auch ihre Leistungsaufnahme aus konstanter Spannungsquelle in Abhängigkeit von dem Wärmeentzug durch vorbeiströmende Luft. Diese Änderungen

der elektrischen Werte sind demnach ein Maß für die Geschwindigkeit von Luftströmungen. Die Schaltung (Bild 2) eines elektronischen Anemometers kann Windgeschwindigkeiten bis zu 300 m/min (18 km/h) genau messen. Dabei erweist sich der verwendete Thermistor P15 von ITT als sehr empfindlich, besonders für Windgeschwindigkeiten unter 50 m/min (3 km/h), weshalb er sich im Gegensatz zu üblichen Anemometern auch für die meßtechnische Erfassung schwacher Luftströmungen eignet.

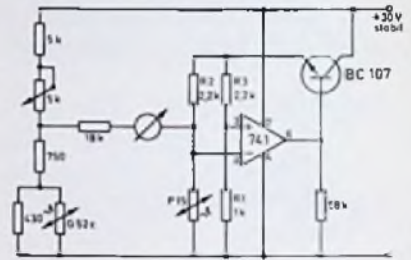


Bild 2

Bei den in der Schaltung angegebenen Werten erhitzt sich der Thermistor auf etwa 180°C , wobei sein Widerstand $1 \text{ k}\Omega$ beträgt. Zusammen mit den Festwiderständen R1 ... R3 bildet er eine Meßbrücke, deren Gleichgewicht ein Operationsverstärker überwacht. Dieser reagiert auf Änderungen des Thermistorwiderstandes durch Nachregeln der Brückenspannung. Infolge dieses schnell ansprechenden Selbstabgleichs bleiben der Widerstand und die Temperatur des Thermistors praktisch konstant. Die proportional zur Luftgeschwindigkeit schwankende Speisepotential der Brücke treibt durch das Meßinstrument, das an einem durch Spannungsteiler festgelegten Bezugspotential liegt, einen zwangsläufig ebenfalls proportionalen Strom. Mit einem 0,5-mA-Instrument deckt man den vorgesehenen Bereich gut ab; ein 0,1-mA-Instrument sichert größere Empfindlichkeit, allerdings bei eingeschränktem Meßbereich.

Die Anzeige wird bei Windstille mit Hilfe des Potentiometers P1 auf Null justiert. Obgleich die Temperaturdrift der Schaltung gering ist, empfiehlt sich doch eine Kompensation, zumal wenn die Umgebungstemperatur größere Differenzen aufweisen kann. Ohne Kompensation mit einem weiteren, nur als Temperatursensor dienenden Thermistor würde die Nulleinstellung mit $-0,3\%/^\circ\text{C}$ der Umgebungstemperatur folgen und ein häufigeres Nachjustieren notwendig machen. Der Thermistor G 52c gewährleistet eine Kompensation über den Bereich $0 \dots 55^\circ\text{C}$. Er muß so angeordnet sein, daß er die Lufttemperatur „erfühlen“ kann.

Nach Hole, V. H. R.: Velocity of air measured by thermistor. Electronic Engg. 46 (Sept. 1974) 559, S. 13 u. 15.

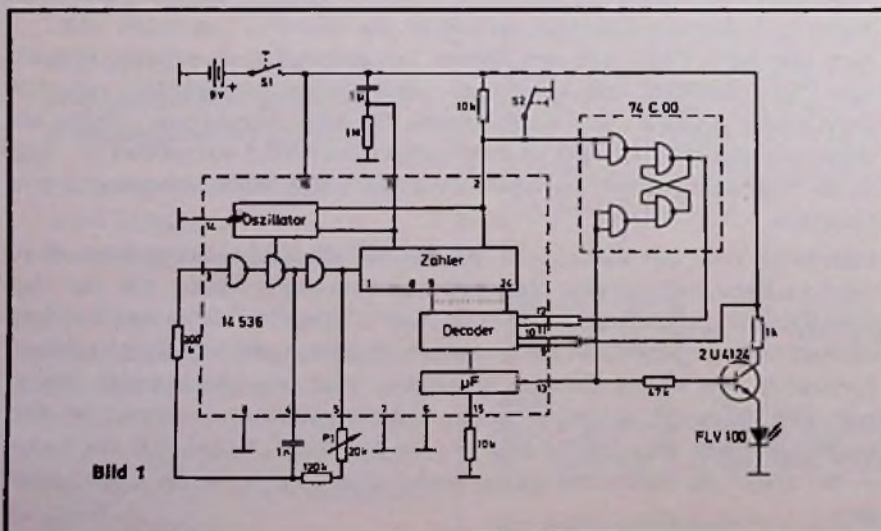


Bild 1

Toleranz-Probleme bei Hi-Fi-Plattenspielern und Cassetten-Decks

H.-J. ZUMKELLER

Anhand einer vergleichenden Betrachtung von Hi-Fi-Plattenspielern und Cassetten-Decks wird untersucht, welche physikalischen und aufwandsmäßigen Grenzen einer weiteren Qualitätssteigerung dieser Geräte gesetzt sind. Ausgangspunkt für diese Betrachtungen sind die in DIN 45 500 genannten Toleranzen.

Bei einer Hi-Fi-Anlage bestimmt die schwächste Komponente die Qualität der gesamten Anlage. Dieser vielzitierte Satz bedarf einer näheren Interpretation. Sicherlich ist es im Interesse des Käufers, wenn die qualitätsbestimmenden Merkmale der einzelnen Hi-Fi-Bausteine so aufeinander abgestimmt sind, daß, bezogen auf die Qualität der Gesamtanlage, an keiner Stelle unnötiger Aufwand getrieben wird. Dies wäre beispielsweise der Fall, wenn im Netzteil eines Verstärkers ein größerer Netztrafo verwendet würde, um die untere Grenze der Leistungsbandbreite von 40 Hz auf 20 Hz zu senken, während die angeschlossenen Lautsprecherboxen eine Eigenresonanz von 60 Hz ($f_g = 30$ Hz) aufweisen. Wenn die Werte einzelner Qualitätsmerkmale ohne großen materiellen Aufwand, etwa durch sorgfältige Konzeption einer Verstärkerstufe oder geschickte Wahl eines Massepunktes, verbessert werden können, ist dies für den Kunden erfreulich und sollte dem Entwickler ein Lob einbringen.

Die unterschiedlichen physikalischen Aufgaben und Lösungswege in den einzelnen Komponenten führen allerdings dazu, daß bei bestimmten Parametern der durchaus wünschenswerten Qualitätssteigerung physikalische und aufwandsmäßige Grenzen gesetzt sind. Dies soll anhand eines Vergleiches zwischen Plattenspielern und Cassetten-Decks näher untersucht werden. Ausgangspunkt dieser Betrachtungen ist die Hi-Fi-Norm DIN 45 500, Blatt 3, für Schallplatten-Abspielgeräte und Blatt 4 für Magnetbandgeräte, das auch für Cassetten-Decks gültig ist.

Puristen unter den Hi-Fi-Freunden ist es ein Dorn im Auge, daß bei den verschiedenen Hi-Fi-Komponenten für gleiche Qualitätsmerkmale manchmal unterschiedliche Mindestwerte gefor-

dert werden. Auf den ersten Blick erscheint dies etwas anrühlich, zumal man weiß, daß in den Normengremien überwiegend Industrievertreter sitzen. Gerechterweise muß man jedoch die Argumentation akzeptieren, daß für jede Komponente die Mindestanforderungen jeweils so hoch festgelegt wurden, daß sie einerseits technisch erreichbar sind, andererseits noch genügend Ansporn für Verbesserungen bieten.

Drehzahlabweichung — Gleichlaufschwankung

Bei mechanischen Informationsspeichern, zu denen Plattenspieler und Cassetten-Decks zählen, ist die Genauigkeit der Geschwindigkeit aus der Reihe der Qualitätsmerkmale als erstes zu nennen. Beim Plattenspieler sind die entsprechenden Größen als Drehzahlabweichung und Gleichlaufschwankungen definiert. Beim Cassetten-Deck heißen sie Geschwindigkeitsabweichung und Geschwindigkeitsschwankungen. Die jeweils erste Größe steht für die langfristige Abweichung von der Sollgeschwindigkeit.

Musikalisch wirkt sich ein Fehler als Abweichung von der Originaltonhöhe und vom Originaltempo aus — Größen, bei denen der durchschnittliche Hörer ein gewisses Maß an Fehlern toleriert. Die Hi-Fi-Norm läßt hier beim Plattenspieler $\pm 1,5$ bis -1% und beim Cassetten-Deck $\pm 1,5\%$ zu. Dem Geräteentwickler fällt die Einhaltung der Grenzwerte nicht allzu schwer. Viele Geräte nutzen die Toleranz nur teil-

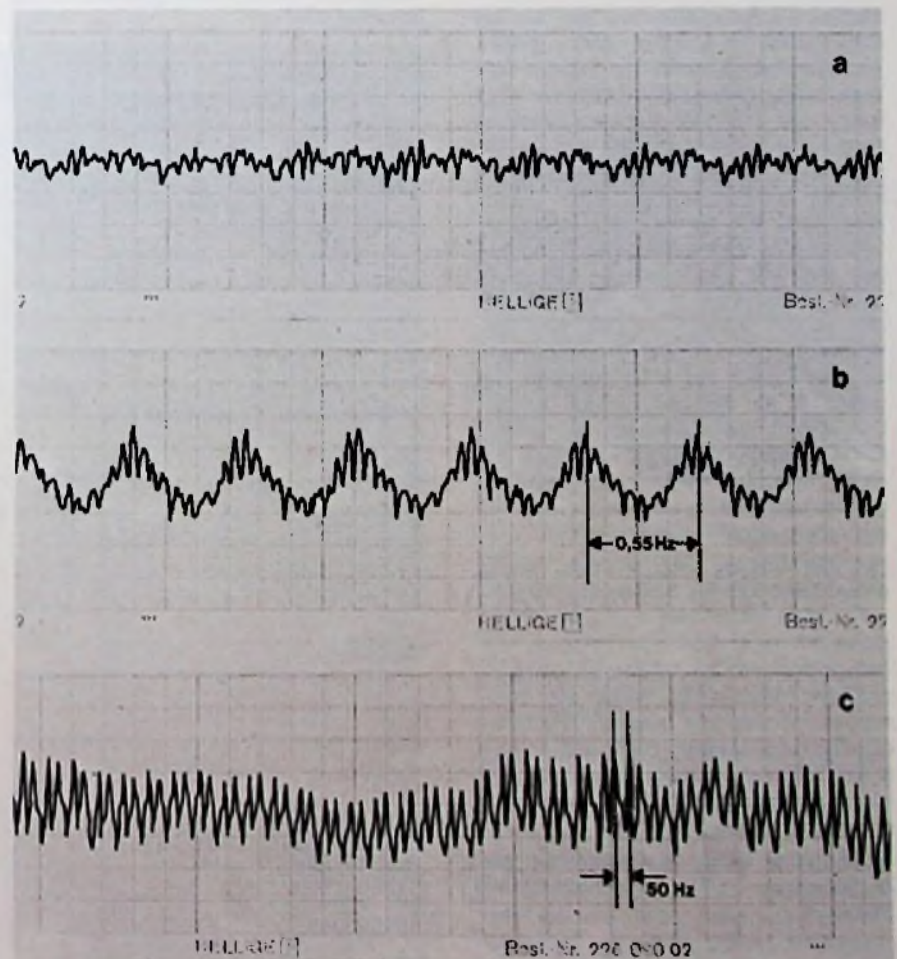


Bild 1. Gleichlaufmessungen an Plattenspielern mit dem Tonhöhenchwankungs-Messer EMT 420 A und dem Schnellschreiber Helcoscriptor HE 16. a) Gleichlauf eines Plattenspielers mit Zentralantrieb, b) Störeinfluß eines Schlages des Plattentellers je Umdrehung, c) Störeinfluß einer eiförmig laufenden Antriebsrolle

Ing. (grad.) Hans-Jörg Zumkeller ist Leiter des Tonbandgeräte-Labors der Firma Dual Gebrüder Steidinger in St. Georgen/Schwarzwald

weise aus. Die Ursachen der Abweichungen liegen in Toleranzen der Antriebs Elemente. In Verbindung mit der bei Plattenspielern üblichen Drehzahl-Feinregulierung ist dieser Punkt ohne- hin unproblematisch.

Bei Cassetten-Decks wäre eine Band- geschwindigkeits-Regulierung doppelt empfehlenswert, da bei Aufnahme und Wiedergabe mit unterschiedlichen Ge- räten der Fehler sich im ungünstigsten Fall verdoppeln kann. Bei den üblichen Antriebskonzeptionen, besonders in Verbindung mit Wechselstrom-Motoren, sind die möglichen Lösungswege rela- tiv teuer, weshalb nur bei ganz weni- gen Cassetten-Decks Feinregulierungen anzutreffen sind.

Musikalisch entscheidend störender sind die kurzzeitigen Geschwindig- keitsschwankungen. Sie machen sich bei entsprechender Größe als Jaulen, bei geringerer Intensität zumindest als Rauigkeit der Musik bemerkbar. Beim Plattenspieler spricht man von Gleich- laufschwankungen, beim Cassettengerät von kurzzeitigen Geschwindigkeits- schwankungen.

Meßtechnisch werden sie bei beiden Gerätearten in gleicher Weise erfaßt. Auf dem Tonträger ist ein Pilotton auf- gesprochen (nach DIN mit einer Fre- quenz von 3150 Hz), dessen Frequenz- schwankungen bei der Wiedergabe als Maß für die Geschwindigkeitsschw- ankungen ermittelt werden. Eine lineare Bewertung der Summe der Relativab- weichungen unterschiedlicher Frequen- zen wird der gehörmäßigen Lästigkeit der Schwankungen nicht ganz gerecht. DIN 45 507 schreibt deshalb eine Be- wertungskurve vor, die ihre maximale Empfindlichkeit bei 4 Hz hat und die gegen 0 Hz ziemlich, gegen höhere Frequenzen etwas weniger steil abfällt. Mit Hilfe dieser Messung kann man mit einem einzigen Wert die physiolo- gische Lästigkeit annähernd sicher in- terpretiert werden.

Für Entwicklung und Prüffeld reicht dieser Wert zur genaueren Differen- zierung, etwa nach den Fehlerursachen, sicherlich nicht aus. Hier müssen die Störgrößen und ihre Ursachen genauer analysiert werden. Die folgenden Mes- sungen wurden mit einem Tonhöhen- schwankungs-Messer EMT 420 A und einem Schnellschreiber Helcoscriptor HE 16 gemacht. Die in Bild 1 gezeigten Kurven zeigen folgendes:

a) Gleichlauf eines Plattenspielers mit Zentralantrieb (Papiergeschwindigkeit 10 mm/s).

b) Störeinfluß eines Schlages des Plat- tentellers je Umdrehung ($33\frac{1}{3}$ U/ min.); der gleiche Einfluß ist festzustel- len bei einer exzentrischen zum Schall- plattenloch geschnittenen Aufzeichnung

oder einer Schallplatte mit zu großem Loch, die dadurch exzentrisch aufge- legt wurde. Die Störfrequenz liegt bei 0,55 Hz (Papiergeschwindigkeit 10 mm/s).

c) Störeinfluß einer eiförmig laufenden Antriebsrolle eines 4poligen Synchron- motors mit 1500 U/min (die Antriebs- rolle läuft folglich mit 25 Hz). Da das Meßgerät jede Abweichung von der Soll-Umfangsgeschwindigkeit regi- striert, unabhängig davon, ob diese größer oder geringer wird, ergibt die exzentrisch laufende Rolle eine Stör- frequenz von 50 Hz (Papiergeschwindig- keit 100 mm/s).

Bei einem Cassetten-Deck sind die den Gleichlauf beeinflussenden Größen dif- ferenzierter. Die vom Motor unmittelbar verursachten Störungen werden bei den üblichen Riemenantrieben meistens vom Riemen herausgefiltert; dafür tre- ten andere Einflüsse in den Vorder- grund. In Bild 2 sind einige Einflüsse dargestellt:

a) Schlag einer Capstan-Welle (Ton- welle) mit 2,5 mm Durchmesser. Stör- frequenz 6 Hz.

b) Fehlerhafter Antriebsriemen. Störfre- quenz rd. 2 Hz.

c) Schlecht gewickelte Meßcassette. Störfrequenz 50—60 Hz im Rhythmus von rd. 1 s (Papiergeschwindigkeit 50 mm/s).

Vergleicht man die physikalischen Vor- aussetzungen für einen guten Gleich- lauf, so schneidet das Cassetten-Deck erheblich schlechter ab als der Plat- tenspieler. Der Plattenspieler hat einen durch die Plattengröße bestimmt Plattenteller mit einer verhältnismäßig großen Trägheitsmasse. Die beim Ab- spielen der Schallplatte dem Teller ent- nommene Energie ist im Vergleich zum gesamten Energie-Inhalt des laufenden Tellers gering. Dadurch bleibt auch das über den Plattendurchmesser veränd- erliche Bremsmoment durch die Auflage- kraft ohne nennenswerten Einfluß.

Entschieden ungünstiger sind die Ver- hältnisse beim Cassetten-Deck. Durch die Geometrie der Cassette bedingt, sind die Möglichkeiten, der Capstan- Welle eine große Schwungmasse anzu- koppeln, eng begrenzt. Der Transport des Bandes durch einen Abwälzvorgang zwischen Capstan-Welle und An-

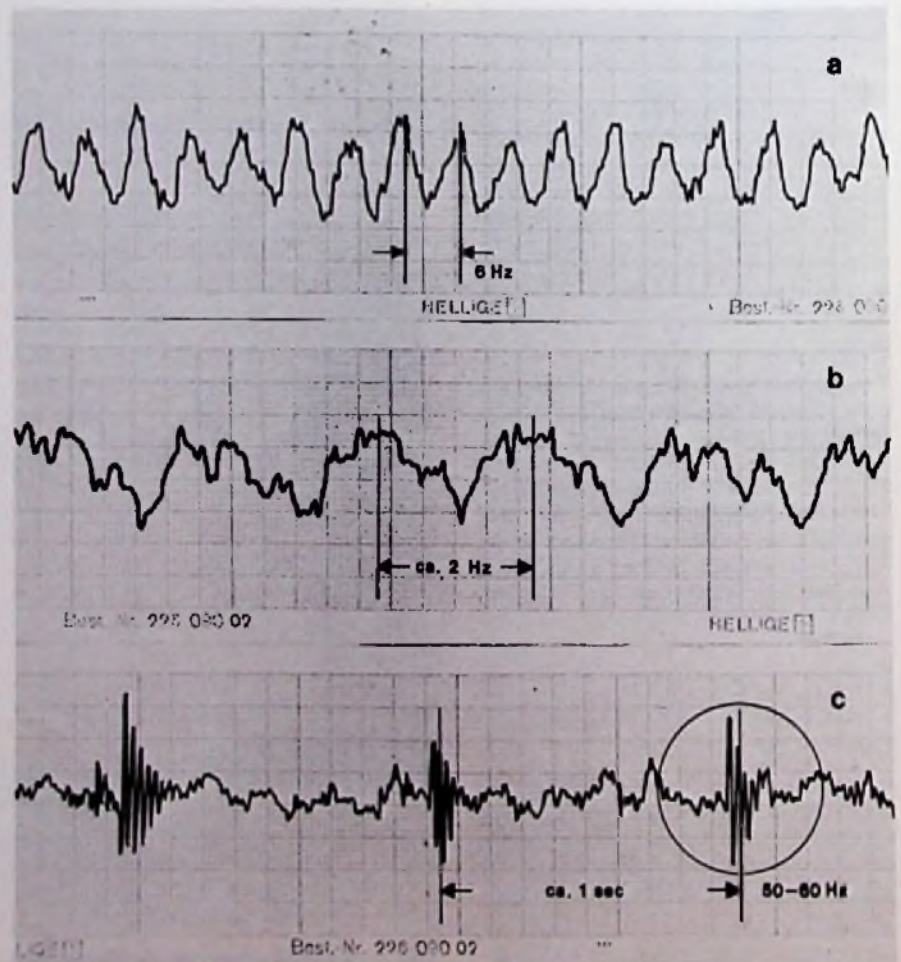


Bild 2. Gleichlaufmessungen an einem Cassetten-Deck. a) Schlag einer Capstan-Welle, b) Fehlerhafter Antriebsriemen, c) Schlecht gewickelte Meßcassette

drucksrolle ist auch unsicherer als der Transport der Schallplatte auf dem Plattenteller. Besonders schwierig sind von einem Cassetten-Deck die stark unterschiedlichen und schwankenden Wickelkräfte der Cassetten zu bewältigen. Hier wirkt sich aus, daß die Cassette ursprünglich ausschließlich für Sprache konzipiert wurde.

Der in der DIN 45 500 geforderte Grenzwert ist mit $\pm 0,2\%$ bei beiden Gerätearten gleich und wird den geschilderten Gegebenheiten keinesfalls gerecht, zumal hier bei Cassetten-Decks mit Aufnahmemöglichkeit der Wert in einem kombinierten Aufnahme/Wiedergabe-Vorgang ermittelt werden muß. Der so gemessene Wert ist immerhin 50% höher als der reine Wiedergabewert. Hätten beispielsweise ein Plattenspieler und ein Cassetten-Deck gleich gute Wiedergabe-Gleichlauf Eigenschaften mit $\pm 0,1\%$, so könnte beim Plattenspieler dieser Wert nach DIN propagiert werden, beim Cassetten-Deck müßte ein Wert von $\pm 0,15\%$ angegeben werden.

Welche Gleichlaufwerte sind heute nun realisierbar? Bei einem Plattenspieler der Spitzenklasse mit Zentralantrieb kann man $\pm 0,03\%$ erreichen. Diese Werte setzen jedoch einen exakt zentrischen Rillenverlauf voraus, was zwar beim Messen mit der sorgfältig im Mittelloch zentrierten Meßschallplatte, nicht aber zwangsläufig auch mit den unterschiedlichen Musikschallplatten gewährleistet ist. Plattenspieler mit konventionellen Antrieben erreichen in Verbindung mit 2...3 kg schweren Plattentellern Gleichlaufwerte von etwa $\pm 0,06 \dots 0,1\%$.

Bei Cassetten-Decks sind solche Werte noch Zukunftsmusik. Es bedarf schon einer aufwendigen, sorgfältig durchkonstruierten Antriebskonzeption, um unter $\pm 0,15\%$ zu bleiben, wobei vereinzelt Werte um $\pm 0,1\%$ erreichbar sind. Die Ansichten, welcher Gleichlauffehler gehörmäßig noch zu tolerieren ist, gehen auseinander. Wie stark sich ein bestimmter Gleichlauf störend bemerkbar macht, hängt entscheidend von der Art der Musik ab. Klavierkonzerte und Hörnersoli decken schnell entsprechende Schwächen auf, und zwar in Form von Rauigkeit und eine Art von Tremoleffekt der Musik. Sicherlich dürfte bei Gleichlaufwerten unter $\pm 0,2\%$ ein hörbarer Einfluß kaum mehr nachzuweisen sein.

Fremdspannung

Eine weitere, mechanischen Laufwerken eigene Störgröße wird unter der Bezeichnung Fremdspannung zusammengefaßt. Es sind dies mechanische, ma-

gnetische und elektrostatische Einflüsse, die das zu übertragende Nutzsignal beeinflussen und den Dynamikbereich einengen. Bei Plattenspielern besteht diese Störgröße überwiegend aus den vom elektromechanischen Wandler aus den Laufwerkerschüttelungen umgewandelten „Rumpel“-Spannungen. Sie werden amplitudenmäßig erfaßt und zu dem genormten Nutzpegel (Bezugspegel $\hat{V} \triangleq 10 \text{ cm/s}$ für 1000 Hz) in Beziehung gesetzt.

In DIN 45 539 sind zwei Bewertungsarten festgelegt: Der Rumpel-Fremdspannungs-Abstand, der die Störfrequenz linear bewertet, und der Rumpel-Geräuschspannungs-Abstand, der über ein Filter ermittelt wird, dessen Verlauf empirisch der Lästigkeit der einzelnen Frequenzanteile angepaßt ist. Das Filter hat seinen maximalen Durchlaß bei 315 Hz und fällt nach beiden Seiten mit 12 dB/Oktave ab. Das Bewertungsfilter ist speziell auf das Störspektrum von Plattenspielern zugeschnitten und wird bei Cassetten-Decks nicht verwendet.

Bei Tonbandgeräten und Cassetten-Decks werden nach DIN 45 500-4 die Störspannungs-Abstände aufgeteilt in Fremd- und Ruhegeräuschspannungs-Abstand. Gemeinsamer Bezugspunkt ist der Pegel, bei dem eine 333-Hz-Aufzeichnung einen Klirrfaktor K_3 von 3% (Vollaussteuerung) hat. Auch hier wird der Fremdspannungsabstand linear bewertet. Der Ruhegeräuschspannungs-Abstand bewertet die Frequenzen mit einem Filter, dessen Maximum etwa bei 5 kHz liegt und zu den höheren Frequenzen hin steil, zu den tieferen mit rd. 7 dB/Oktave abfällt. Nach den gegenwärtig in den Normengremien laufenden Beratungen wird der Wert künftig als Effektivwert ermittelt werden, während bisher Spitzenwertmessung vorgeschrieben war. Dies erleichtert das Messen und bringt eine höhere Reproduzierbarkeit der Meßergebnisse. Um Verwässerungen der Anforderungen zu vermeiden, sollen die Mindestwerte erhöht werden, und zwar beim Fremdspannungs-Abstand von 43 dB auf 46 dB und beim Geräuschspannungs-Abstand von 48 dB auf 51 dB.

International wird bei Cassetten-Decks häufig als Signal-Rausch-Abstand die Dynamik, gemessen nach der JEC-Kurve A, angegeben. Die Filterkurve ähnelt der Geräuschspannungs-Kurve nach DIN, sie verläuft im Bereich des Bandrauschens jedoch flacher und bringt gegenüber dem Geräuschspannungs-Abstand höhere Meßwerte.

Die unterschiedlichen Meßmethoden für Plattenspieler und Cassetten-Decks machen in Verbindung mit den ebenso unterschiedlichen Störursachen einen

Vergleich der subjektiven Lästigkeit beider Gerätekategorien schwierig. Die Frequenzanalyse der Störspektren zeigt jedoch einige Gemeinsamkeiten. Bei Verwendung von netzspannungsgespeisten Motoren, die bei beiden Geräten dominieren, erscheint in den Störspektren beider Gerätearten die Netzfrequenz markant.

Beim Plattenspieler mit konventionellem Antriebskonzept erregt der Motor sowohl über die Antriebsstrecke Reibrad-Plattenteller oder Riemen-Plattenteller wie auch über die Motoraufhängung das Abtastsystem. Beim Cassetten-Deck sind es die vom Motor und Netztrafo verursachten magnetischen Felder mit der Frequenz des Wechselstromnetzes, die im Tonkopf (Aufsprech-, Wiedergabekopf) eine Störspannung induzieren.

Obwohl im Cassetten-Deck der Tonkopf gegen mechanische Anregungen unempfindlich ist, können andere Bauelemente auf solche Erschütterungen reagieren. So sind besonders Elkos als Koppelkondensatoren in Verstärkerstufen mit großer Verstärkung mikrofonieanfällig. Die Ursache liegt in der Relativbewegung der Beläge zueinander, wenn sie rhythmischen Erregungen ausgesetzt sind.

Bei Plattenspielern treten im Frequenzspektrum außerdem die Rotorfrequenzen (bei einem 4poligen Motor und 50 Hz Netzfrequenz 25 Hz) sowie die Frequenz des Reibrades, die je nach Umtersetzung bei $33\frac{1}{3}$ U/min bei rd. 3 Hz liegen und die Tellerfrequenz mit rd. 0,5 Hz auf. Die beiden letzterwähnten Frequenzen sind, weil unterhalb der Hörschwelle, im Grunde genommen unkritisch. Sie regen jedoch andere Bauteile, wie Tellerlager und Reibradträger, in deren wesentlich höherer Eigenresonanz an.

Beim Cassetten-Deck stören neben der Netzfrequenz deren ungeradzahlige Oberwelle (bei 50 Hz Netzfrequenz 150 Hz und 250 Hz), die im Eisenpaket des Motors und des Trafos entstehen, außerdem das tieffrequente Funkelrauschen der Transistoren im Bereich von rd. 10 Hz—30 Hz.

Auch die frequenzmäßige Analyse erleichtert den Lästigkeitsvergleich zwischen Plattenspieler und Cassetten-Deck nicht wesentlich. Die im folgenden beschriebene, bisher noch nicht praktizierte Meßmethode bringt eine Überraschung. Man überspielt den Bezugspegel der Rumpel-Meß-Schallplatte DIN 45 544 mit der Frequenz 315 Hz, $\hat{V} \triangleq 5,42 \text{ cm/s}$, was bei 1000 Hz einem Pegel von $\hat{V} \triangleq 10 \text{ cm/s}$ entspricht, auf das Cassetten-Deck, und zwar so, daß der aufgesprochene Bezugspegel einen

Klirrfaktor K_3 von 3% ergibt. Dieser Pegel wird anschließend auf ein DIN-Rumpelspannungs-Meßgerät (z. B. RUMS 66) gegeben und zum Störpegel eines gelöschten Bandteiles in Bezug gesetzt. Die dabei bei Cassetten-Decks ermittelten Werte sind aus Tabelle 1 im Vergleich zu den typischen Werten einiger Plattenspieler unterschiedlicher Antriebskonzeptionen aufgeführt. Bei diesem Vergleich schneidet das Cassetten-Deck, besonders bei Verwendung mit dem Dolby-Rauschunterdrückungs-System, erstaunlich gut ab.

Tabelle 1. Typische Rumpelspannungsabstände verschiedener Phono-Lautwerke

	Rumpel-Fremdspannungs-Abstand	Rumpelgeräuschspannungs-Abstand
Plattenspieler m. Reibradantrieb	40 dB	60 dB
Riemenantrieb	42 dB	63 dB
Zentralantrieb	50 dB	70 dB
Cassetten-Decks mit netzbetriebenen Motoren ohne Dolby	43 dB	60 dB
mit Dolby	45 dB	62 dB

Auch beim Fremdspannungs-Abstand ist eine Aussage schwierig, wo die

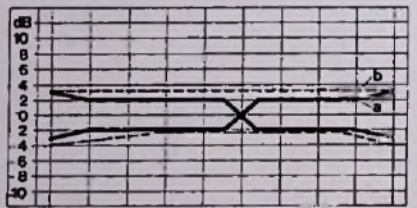


Bild 3. Toleranzfelder des Übertragungsbereichs für Plattenspieler (a) und Cassetten-Deck (b)



Bild 4. Typischer Frequenzgang eines Plattenspielers (a) und eines Cassetten-Decks (b)

Grenze der subjektiv empfundenen Lästigkeit liegt. Dies hängt sowohl von der Spektralverteilung der Störfelder als auch von den übrigen Übertragungsdaten der Hi-Fi-Anlage ab. Man kann jedoch davon ausgehen, daß Laufwerke mit einem Fremdspannungs-Abstand von ≥ 40 dB oder einem Geräuschspannungs-Abstand von ≥ 60 dB bei sachgerechter Bedienung der gesamten Anlage gehörmäßig nicht mehr in Erscheinung treten.

Übertragungsbereich

Beim Übertragungsbereich klaffen die physikalischen Grenzen beider Gerätekategorien am weitesten auseinander. Während beim magnetischen Tonabnehmer eine obere Grenzfrequenz von 20 000 Hz verhältnismäßig leicht zu verwirklichen ist (bei CD-4-tüchtigen Tonabnehmern liegt sie noch ganz erheblich höher), ist beim Cassetten-Deck die Grenze des Erzielbaren erheblich niedriger. Die Ursache liegt in der geringen Bandgeschwindigkeit und der Spaltbreite der Tonköpfe.

Bei einer heute beherrschbaren effektiven Spaltbreite von 1,5 μm erreicht man günstigstenfalls eine obere Grenzfrequenz von rd. 17 000 Hz, bezogen auf das Toleranzfeld nach DIN 45 500-4. Das ist auch die Grenze, die bei Geräten mit Dolby-Rauschunterdrückung durch das erforderliche 19-kHz-Multiplexfilter vorgegeben ist. Falls ein Prospekt höhere Werte nennt, sind sie entweder ohne 19-kHz-Filter ermittelt worden oder einfach falsch. Die untere Grenzfrequenz läßt bei beiden Gerätearten keine Wünsche offen; sie wird in der Hi-Fi-Anlage eindeutig vom Lautsprecher bestimmt.

In Bild 3 sind die Toleranzfelder zum Vergleich übereinander gezeichnet. So-

wohl die Toleranzbreite wie auch die Ausgeglichenheit des Amplitudenverlaufes werden den komplizierten elektrischen und mechanischen Wechselbeziehungen beider Abtastprinzipien durchaus gerecht. Im Vergleich zum Frequenzgang eines Verstärkers sehen sowohl der Frequenzgang eines Tonabnehmers als auch der eines Tonkopfes ungleich welliger aus. Beim Tonabnehmer sind es mechanische und elektrische Resonanzen in Verbindung mit den Leitungskapazitäten, die zu gewissen Anhebungen und Einbrüchen bei verschiedenen Frequenzen führen; beim Tonkopf ist es hauptsächlich der Kontureffekt, der im unteren Frequenzbereich die Welligkeit bewirkt.

Glücklicherweise sind solche Unebenheiten subjektiv bei weitem nicht so störend, wie die geschriebenen Kurven befürchten lassen. Würde man nämlich den Frequenzgang der gesamten Hi-Fi-Anlage einschließlich Lautsprecher und Wiedergaberaum ermitteln, so müßte man dem Tonabnehmer und dem Tonkopf ein ziemlich neutrales Verhalten bescheinigen.

Bild 4 zeigt den Frequenzgang eines Hi-Fi-Tonabnehmers und eines Cassetten-Decks im gleichen Feld.

Kanalbalance – Unterschied des Übertragungsmaßes

Obwohl Verstärker und Receiver Balanceregler mit rd. ± 6 dB Regelbereich haben, muß man von den Laufwerken her eine gewisse Ausgewogenheit der Kanäle verlangen. Andernfalls würde sich eine im vorgesehenen Wiedergaberaum vorgenommene Lautstärkebalance beim Umschalten auf eine andere Quelle verändern. Die diesbezüglichen Anforderungen nach DIN 45 500, Blatt 3 und 4, sind mit ≤ 2 dB identisch.

Beim Plattenspieler wird der Wert ausschließlich vom Tonabnehmer beeinflusst. Beim Cassetten-Deck können Differenzen im Tonkopf durch sorgfältigen Abgleich im Aufnahme- und Wiedergabezweig weitgehend ausgeglichen werden. Die Forderung nach DIN bezieht sich hier nur auf den Wiedergabeteil, weil die Aufnahmekriterien vom Benutzer zu beeinflussen sind. Insgesamt macht es keine allzugroßen Schwierigkeiten, die DIN-Werte einzuhalten. (wird fortgesetzt)

Mikrowellen-Begrenzer

E. RENZ*)

Zum Schutz von empfindlichen Empfängereingängen gegen zu hohe Eingangsleistung war die Gasentladungsröhre oder der sogenannte TR-Limiter (TR-Transmit-Receive) lange Zeit das einzige Bauelement. Es besteht im wesentlichen aus einem Stück Hohlleiter, der auf beiden Seiten durch Glasfenster dicht abgeschlossen und mit einem Gas gefüllt ist. Im Hohlleiter befindet sich eine oder mehrere Entladungsspitzen, die in einem bestimmten Abstand voneinander angebracht sind.

Man unterscheidet dabei zwischen aktiven und passiven Begrenzern. Der aktive Begrenzer besitzt eine besondere Elektrode mit isoliertem Innenleiter. Durch Anlegen einer äußeren Hochspannung findet in dieser Anode eine ständige Entladung statt, die die Umgebung der Elektrode durch freie Elektronen so vorionisiert, daß eine Entladung an den sich gegenüberliegenden Elektroden bereits bei kleineren HF-Leistungspegeln erfolgen kann. Bild 1 zeigt den Querschnitt durch eine TR-Röhre mit Keep-alive-Einheit und Bild 2 durch den Keep-alive-Konus.

Durch den ständig vorhandenen Vorionierungsfunkeln wird die Stahlspitze gespultert. Auch der Isolator wird im Laufe der Betriebszeit durch Elektronenbombardierung metallisiert, was im Endeffekt zu einem Ausfall der Röhre führt.

In Bild 3 ist eine komplette TR-Röhre mit den entsprechenden Ersatzschaltbildern für den Zustand kleiner Eingangsleistung (nicht aktiv) und für hohe Eingangsleistung (aktiver Zustand) dargestellt. Die typische Begrenzerkennlinie für den TR-Limiter ist in Bild 4 aufgetragen.

Die Keep-alive-(Aktive) Elektrode hat auf die elektrischen Daten der TR-Röhre folgenden nachteiligen Einfluß:

- a) größere Verluste
- b) größeren Rauschfaktor
- c) Phaseninstabilität

Aus den Kurven (Bild 5) läßt sich die Rauschverschlechterung des Empfängers in Abhängigkeit des gegebenen Zündrauschverhältnisses ablesen.

Hat der Empfänger beispielsweise einen Rauschfaktor von 5 dB und ist das Zündrauschverhältnis 1,3, so kann man am Schnittpunkt der beiden Werte eine Empfängerrauschzahlverschlechterung von 0,4 dB ablesen.

Bild 6 zeigt den Einfluß der Pulsweite

*) Ing. (grad.) Erich Renz, Geschäftsführer der Microwave Associates GmbH, München.

derholrate auf die Spitzenamplitude bei verschiedenen Vorionisierungen.

Ein vollständiger Empfängerschutz ohne Vorionisationselektrode (Keep-alive) oder externer Diodenspannung wurde durch die sogenannten passiven Empfänger-Sperröhren (TR-Limiter TRL) möglich.

Das Bauteil besteht aus einer Kombination aus Empfängersperröhre und Halbleiter-Limiter. Diese Kombination

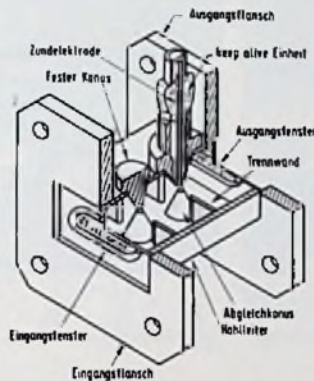


Bild 1. Querschnitt einer TR-Röhre mit einer Keep-alive-Einheit

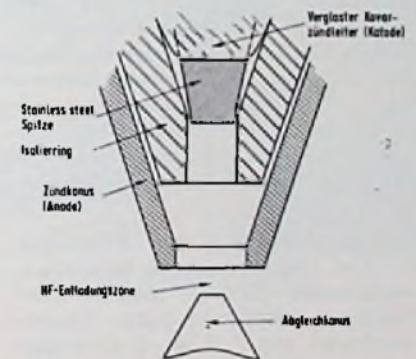


Bild 2. Querschnitt durch den Keep-alive-Konus

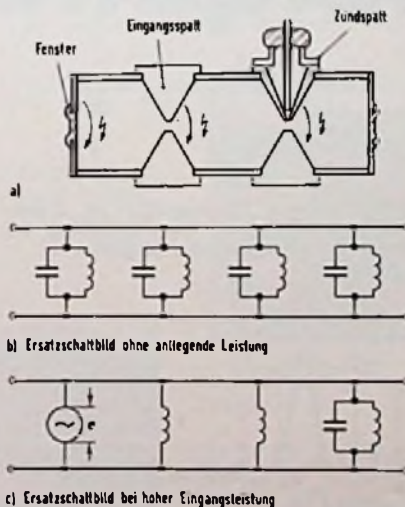


Bild 3. Konventionelle TR-Röhre (a); Ersatzschaltbild ohne anliegende Leistung (b); Ersatzschaltbild bei hoher Eingangsleistung (c)

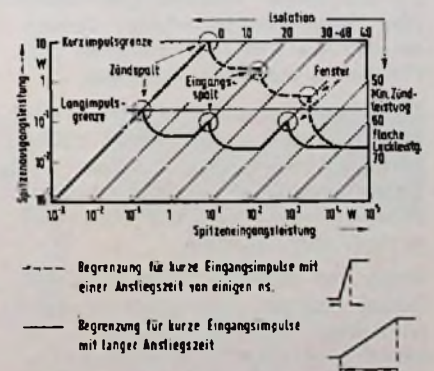


Bild 4. Typische Begrenzerkennlinie für den TR-Limiter (TRL)

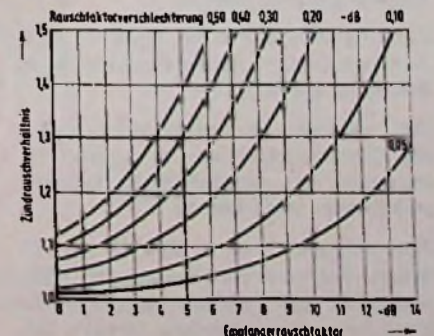


Bild 5. Kurven der Rauschverschlechterung in Abhängigkeit des gegebenen Zündrauschverhältnisses

Der Vorteil der HF-entkoppelten DC-Steuerspannung um die Limiterdiode in ihrem Leitzustand zu schalten, gegenüber einer rein HF-leistungsabhängigen Selbstpolarisation der Limiterdiode, ist eine schnellere Schalt(reaktions)zeit und höhere Leistungsfähigkeit. Dadurch kann die sonst übliche Vorionisationselektrode entfallen. Der Vorteil liegt darin, daß ein passiver Limiter in jedem Fall einen Empfängerschutz gewährt, unabhängig, ob dieser ausgeschaltet, in Bereitschaft (stand-by) oder in Betrieb ist.

Die Begrenzerdiode schaltet den Schaltkreis von der Parallelresonanz in den Serienresonanzzustand (Begrenzungszustand).

Weiter ist keine Vorionisationsspannung nötig und die Lebensdauer der Gasröhre wird verlängert, da sie nicht mehr von der kürzeren Lebensdauer der Vorionisationselektrode bestimmt wird. Die Gasfüllung der TR-Röhre kann nun auf die HF-Eigenschaft allein angepaßt werden und es braucht kein Kompromiß zwischen HF- und DC-Betrieb wie bei den konventionellen Röhren gemacht zu werden.

Die Zuverlässigkeit des Empfängerschutzes wird durch die Spitzenleckenergiewerte gegeben (Bild 9). Konventionelle TR-Röhren geben Spitzenamplituden von 2 W mit 3 dB-Breiten von 5 µs oder 0,1 µs ab. Die passiven TRLs ergeben eine 10 dB Spitzenenergieverkleinerung auf 0,01 erg.

Für die meisten Anwendungen werden zwei Begrenzerdiode-Typen verwendet und zwar entweder Varactoren oder PIN-Dioden [12] mit dünner Basis.

Der Varactor ist eine sehr schnelle Diode, die jedoch wegen ihrer kleinen Sperrschichtfläche keine hohen Leistungen verkräften kann. Die PIN-Diode dagegen verarbeitet große Leistungen, ist dafür aber langsamer.

Wegen der gewissen Trägheit von PIN-Dioden können Spitzenleckleistungen durchgehen. Um diesen Nachteil zu beheben, kann nach dem PIN-Begrenzer noch eine Varactorstufe geschaltet werden, die dann eine eventuell durchgedrungene Leistungsspitze beseitigt. Das Prinzip zeigt Bild 10.

Die Charakteristik eines passiven TRL in Funktion der Eingangsleistung ist in Bild 11 dargestellt.

Die typische Leckleistungscharakteristik (Spitzenleckleistung zu Anzahl von Impulsen) von verschiedenen Begrenzerbauteilen zeigt Bild 12.

Zum Vergleich sind in Bild 13 die relativen Burn-out-Verteilungen in Abhängigkeit der HF-Spitzeneingangsleistung für vier verschiedene Dioden, die

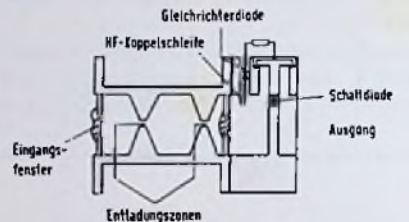
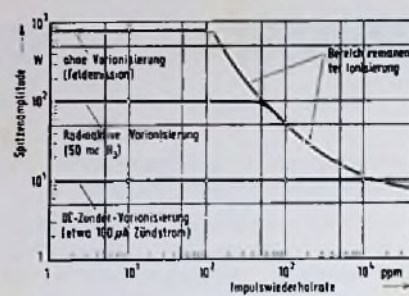


Bild 7. Querschnitt durch einen Gas-Dioden-Limiter (GDL)

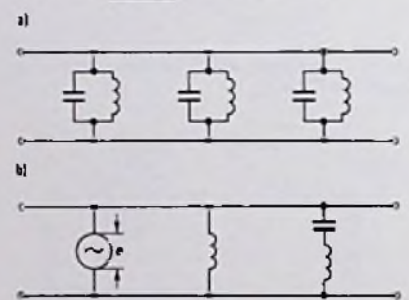
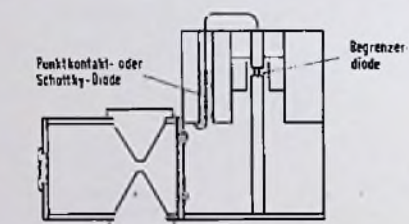


Bild 8. Passiver TR-Begrenzer (a); Ersatzschaltbild bei kleiner Eingangsleistung (b); Ersatzschaltbild bei großer Eingangsleistung (c)

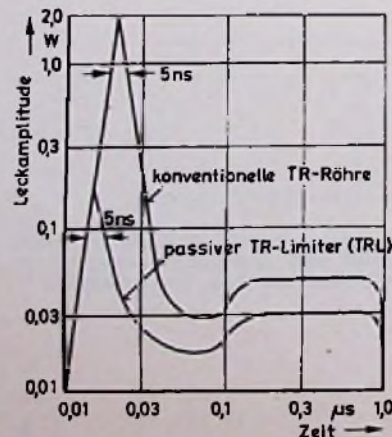


Bild 9. Leckamplituden von einer konventionellen TR-Röhre und einem passiven TR-Limiter (TRL)

Bild 6. Einfluß der Puls wiederholrate auf die Spitzenamplitude

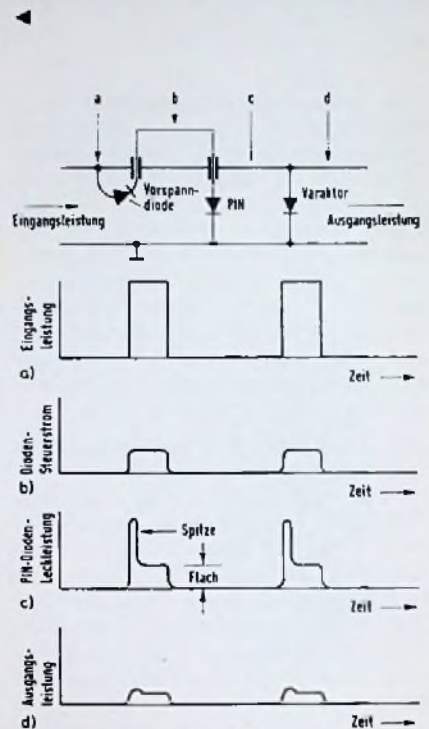


Bild 10. Prinzip der Anordnung eines Varaktors nach der PIN-Diode zur Beseitigung von durchgedrungenen Leistungsspitzen

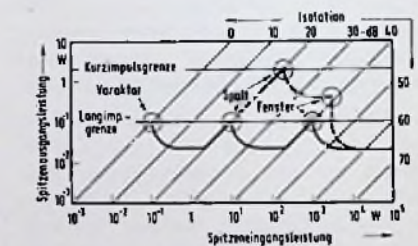


Bild 11. Charakteristik eines passiven TRL

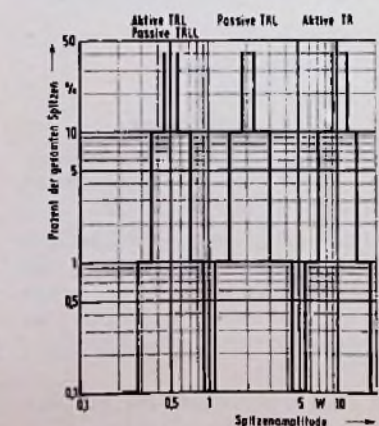
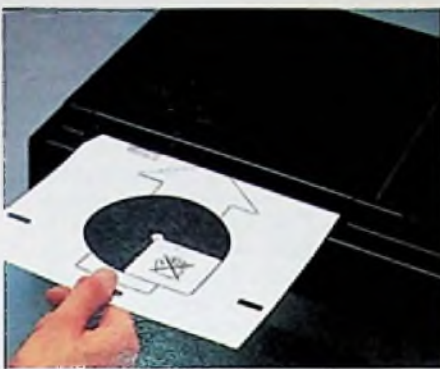


Bild 12. Typische Leckleistungscharakteristiken

Einfach.



Platte einschieben.



Auf »Play« stellen.



Taste drücken.



Hören und sehen.



Was, wann, sooft man will.

Mit TED-Bildplatten.

So einfach ist es, sich die ganze reiche Welt der TED-Bildplatten zu erschließen. Selbst Kinder können damit umgehen. Genau so einfach ist es, den TED-Bildplattenspieler an das Fernsehgerät anzuschließen. Egal ob Farbe oder Schwarz/Weiß. Der TED-Bildplattenspieler paßt für jedes Gerät.

Aus dem internationalen Bildplatten-Angebot kann sich jeder sein Wunschprogramm zusammenstellen, kann es sehen, wann und so oft er will. Jeder aus der Familie.

1. Populäres Wissen



z. B. aus Kultur und Geschichte. Aus Naturwissenschaft und Technik. Außerdem Hobbyprogramme und praktische Ratschläge für Familie, Beruf und Freizeit.

2. Unterhaltung



z. B. populäre Musik, aktuelle Hits. Künstler-Portraits, Spiel- und Trickfilme, beliebte Serien.

3. Sportprogramme



z. B. große Sportereignisse, Trainingslehrgänge und Ratschläge für Fitness und Freizeit.

4. Kinder- und Jugendprogramme



z. B. Puppen- und Zeichentrickfilme aus aller Welt, Programme mit erzieherischem Inhalt.

5. Schulung/Fortbildung

z. B. Sprachkurs und berufliche Fortbildung.

TED-Bildplatten – einfacher geht's nicht.



Das Bildplatten-System von Telefunken, Teldec und Decca

mit internationalem Programm von Telefunken, Decca, Ullstein AV, Videophon und weiteren bekannten Partnern.

diesen HF-Impulsen von kleiner als 10 ns ausgesetzt sind, gegenübergestellt. Für so kurze HF-Impulse stellen die Werte der Spitzenleistung beziehungsweise Spannung das Burn-out-Kriterium dar.

Einer der Faktoren, der die Langlebigkeit von Radarsystemen begrenzt, war die Lebensdauer von etwa 2000 h der Gas-TR-Zellen.

Die Entwicklung und der Einsatz von Ferritlimitern ermöglicht nun einen Empfängerschutz mit fast unbegrenzter Lebensdauer. Man hat festgestellt, daß die nichtreziproken Eigenheiten von Ferritmaterial durch die gyroskopische Natur der Präzessionsbewegung der spinenden Elektronen um das Gleichfeld hervorgerufen wird. Bei kleinen magnetischen Hochfrequenzfeldern präzessieren die Elektronenspin-Dipole gleichförmig [11].

Steigt das magnetische Hochfrequenzfeld an, so werden die Winkelverschiebungen der Elektron-Dipolmomente gegenüber dem Gleichmagnetfeld groß genug, um Energie von und zu anliegenden Dipolen zu übertragen, und es entstehen andere Präzessions-Moden, die als Spinwellen-Moden bekannt sind.

Durch diese Unstabilität der ausweichenden Bewegungen der Rotationsachse wird Leistung von den gleichmäßigen Präzessions-Moden zu den Spinwellen-Moden gekoppelt, wodurch die Verluste im Ferrit ansteigen. Der Hauptparameter, der den Schwellenpegel des Ferrits beeinflusst, ist die Spinwellenbreite ΔH_K .

Ein-Kristall-Ferrite weisen den kleinsten ΔH_K -Wert auf. Einige undotierte polykristalline Ferrite wie Yttrium-Magnesium-Mangan-Ferrite haben ein genügend kleines ΔH_K , um in Limitern verwendet werden zu können. Durch die Wahl der optimalen Materialparameter (ΔH_K , $4 \pi M_S$ und Verlusttangente), der geeignetsten Ferrit-Geometrie und Vorspannung des Ferrits mit der richtigen Gleichmagnetfeldstärke kann ein Bauteil mit großem, dynamischem Begrenzungsbereich hergestellt werden (Bild 14).

Die idealisierte Spitzen- und flache Leckleistung in Abhängigkeit eines rechteckigen Eingangssignals hoher Leistung zeigt Bild 15.

Die Begrenzungscharakteristik eines Ferrit-Limiters und eines Ferrit-Dioden-Limiters ist in Bild 16 dargestellt.

Die Begrenzungsschwelle des Ferrit-Limiters beginnt bei etwa 40 W und die flache Leckleistung bleibt bis zu einer Eingangsleistung von 10 kW Spitze und 10 W Dauer konstant, erst dann beginnt die Sättigung. Durch einen zweistufigen

gen Diodenlimiter wird die Leckleistung nach dem Ferrit-Limiter auf 40 mW flach und eine Spitze von 0,5 W und 10 ns Breite reduziert.

Der Ferrit-Limiter absorbiert die Lei-

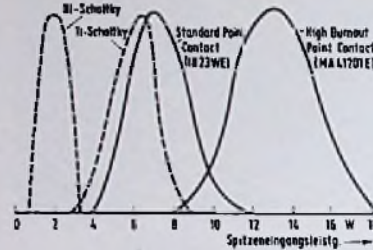


Bild 13. HF-Impuls-Burn-out für Si-Punkt-kontakt- und Schottky-Dioden. Pulsbreite 10 ns, 1000 Impulse/s, Frequenz 9,375 GHz, Rauchfaktorverschlechterung für Durchbruch = 1dB

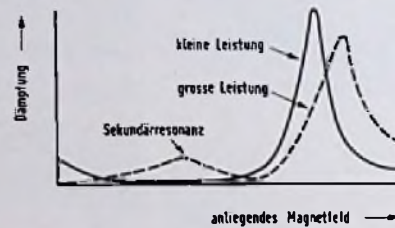


Bild 14. Typisches Verhalten einer Ferrit-Musterprobe bei niedrigen und hohen Leistungspegeln

Bild 16. Begrenzungscharakteristik eines Ferrit-Limiters und eines Ferrit-Dioden-Limiters, $f = 9,5$ GHz, Duty Cycle 0,001, Pulsbreite $5 \mu s$

stung, wobei weniger als 3% der Eingangsleistung reflektiert wird.

Das ermöglicht, ein Duplexer-Prinzip anzuwenden, das statt eines teureren, abgeschlossenen 4-Tor-Zirkulators nur

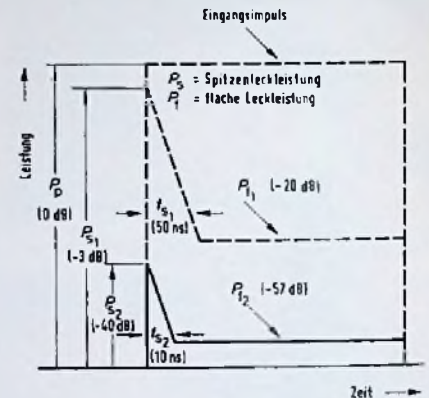


Bild 15. Spitzen- und flache Leckleistung in Abhängigkeit eines rechteckigen Eingangssignals. P_{F1} = Leckleistung eines einstufigen Ferritbegrenzers; P_{F2} = Leckleistung eines einstufigen Ferritbegrenzers gefolgt von einem zweistufigen Dioden-Limiter, abgekürzt FDL (Ferrit-Diode-Limiter-Limiter)

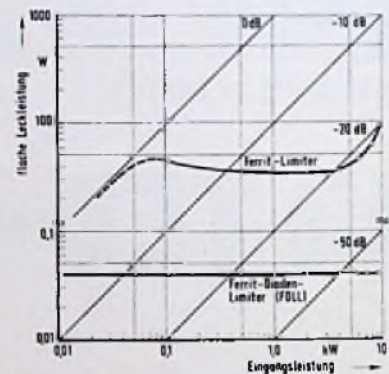


Tabelle 1: Vergleich zwischen typischen TRL- und FDL-Parametern

Elektrische Daten		MA 3940 X (TRLL)	FDL
Frequenzbereich	GHz	8,5 ... 9,6	9,0 ... 9,6
Spitzenleistung	kW	30	10
Mittlere Leistung	W	30	10
Pulsbreite	μs	5	5
Spitzenleckamplitude max	W	1,0	0,5
Spitzenleckenergie max	erg.	0,02	0,05
Flache Leckleistung max	mW	20	20
Durchbruchleistung max	mW	40	40
Erholzeit, 3 dB	μs	0,5	< 0,05
Durchgangsverluste	dB	1,0	1,0
Kleinleistungs VSWR		1,5	1,4
Lebensdauer	h	4000 max	10000 min
Betriebstemperaturbereich		-55 bis +71 °C	-55 bis +71 °C
Lagertemperaturbereich		-55 bis +71 °C	-55 bis +71 °C
Länge	mm	66,7	69,8
Gewicht	g	150	425

einen 3-Tor-Zirkulator erfordert (Bild 17). Die Tabelle 1 gibt einen übersichtlichen Vergleich zwischen typischen TRL- und FDL-Parametern:

Zur Erhöhung der Leistungsfähigkeit von FDLs können zwei Ferrit-Limiter hintereinander geschaltet werden. Die zweite Stufe beginnt zu begrenzen, wenn die 1. Stufe in die Sättigung fährt. Im Punkt A (Bild 18) beginnt die Sättigung der 1. Stufe, wodurch eine höhere Leistung zur 2. Stufe gelangt. Im Punkt B hat die Leckleistung der 1. Stufe die Begrenzungsschwelle der 2. Stufe erreicht. Ab hier beginnt der 2. Limiter die durchkommende Leistung zu absorbieren und vergrößert damit den dynamischen Bereich, bis auch der 2. Limiter in Punkt C die Sättigung erreicht.

Es können natürlich noch mehrere Stufen nachgeschaltet werden, wodurch jedoch die Durchgangsverluste (0,2... 0,3 dB/Stufe) ansteigen. Die gegenwärtig höchste Leistung zur Begrenzung mit FDLs ist etwa 80 kW Spitze und 80 W Dauerleistung.

Da der FDL ein leistungsabsorbierendes Bauteil ist, ist er effektiv exothermisch und wandelt HF-Energie in Wärmeenergie um. Um höhere mittlere Leistungen über längere Zeit absorbieren zu können, muß für ausreichende Kühlung gesorgt werden.

Dazu gilt näherungsweise folgende Regel:

Bis 40 W mittlere Leistung ist die Konvektionskühlung ausreichend.

Bis 100 W mittlere Leistung ist eine künstliche Luftkühlung erforderlich.

Über 100 W mittlere Leistung wird Flüssigkeitskühlung erforderlich.

Bild 19 zeigt den Einfluß von Konvektions- und künstlicher Luftkühlung. Ohne künstliche Luftkühlung steigt die flache Leckleistung asymptotisch auf 350 W, wo sie sich nach 45 min stabilisiert. Das ist noch immer einiges unter dem Degradationspunkt eines Varactors (Limiters). Mit künstlicher Luftkühlung bei Zimmertemperatur steigt die Leckleistung asymptotisch bis 100 W und stabilisiert sich nach etwa 35 min.

Mit Flüssigkeitskühlung sind heute mittlere Verlustleistungen um 350 W möglich.

Den Nachteil des relativ großen Gewichtes durch die Permanentmagnete aus Alnico, konnte man, unter Beibehaltung der nötigen Feldstärke, durch Verwendung von Samarium-Kobalt-Magnete begegnen, die etwa eine 10fache Gewichts- und Volumsverringering ermöglichen. Ein anderer Vorteil im Zusammenhang mit FDLs ist eine S.T.C. (sensitive time control). Sie kann durch Steuerung des Dioden-Limiters erfolgen.

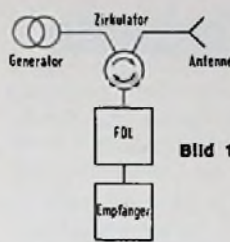
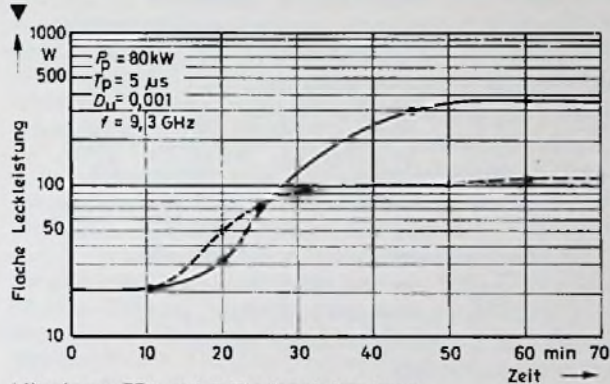


Bild 17. 3-Tor-Zirkulator

Bild 18. Zweistufiger Ferrit-Limiter; $f = 9,5$ GHz, Duty Cycle 0,001, Pulsbreite $5 \mu s$

Bild 19. Verlauf der Konvektions- und künstlichen Kühlung



Mit einem FDL mit 2 Diodenstufen kann entweder eine stufen- oder lineare S.T.C. von 0 bis 40 dB Dämpfung realisiert werden. Um den FDL vor Überlastung zu schützen, was z. B. bei einer Antennenfehlanspassung auftreten kann, kann dem FDL eine Vor-TR-Zelle vorgesetzt werden. Diese Vor-TR-Zelle besitzt eine Hohlleiteriris, in der ein mit Halogen gefüllter Quarzglaszylinder sitzt (Bild 20).

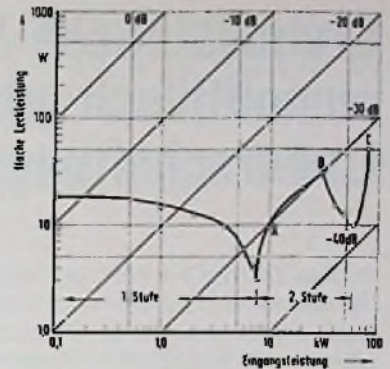
Durch Ionisierung des Gases findet die Entladung in der Röhre statt. Da solche Überlastungszustände nur kurzzeitig und unregelmäßig auftreten, ist die Lebensdauer etwa gleich wie die von FDLs.

Zusammenfassung der Vorteile für Ferrit-Dioden-Limiter:

1. Passiver Empfängerschutz (jederzeit)
2. Erstimpuls-Reaktion
3. Sehr lange Betriebslebensdauer
4. Unbegrenzte Lagerlebensdauer
5. Sehr schnelle Erholzeit
6. Absorbierendes, statt reflektierendes Bauteil

Literatur

[1] Suhl, H.: The Nonlinear Behavior of Ferrites at High Microwave Signal Levels. Proc. IRE, 44 (1956). Nr. 10, S. 1270 bis 1284.
 [2] Uebele, G. S.: Characteristics of Ferrite Microwave Limiters, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-7 (1959). Nr. 1, S. 18 bis 23.
 [3] Krupke, W. F.; Hartwick, T. S. und Weiss, M. T.: Solid-State X-Band Power Limiters, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (1961), vol. MTT-9, Nr. 11, S. 472-480.



— Konvektionskühlung
 - - - künstl. Luftkühlung

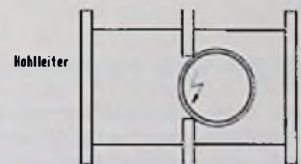


Bild 20. Vor-TR-Zelle

[4] Lax, B. und Button, K. J.: Microwave Ferrites and Ferrimagnetics, McGraw-Hill Company, New York (1962), S. 214.
 [5] Carter, J. L. und McGowan, J. W.: X-Band Ferrite-Varactor Limiter, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques (Correspondence), vol. MTT-17 (1969), Nr. 4, S. 231-232.
 [6] Carter, J. L.; McGowan, J. W. und Dixon, S. Jr.: A Laminar Subsidiary Resonance Limiter. Research and Development Technical Report ECOM-3114, U. S. A. E. C., Fort Monmouth, New Jersey; May (1969).
 [7] Maddix, H. S. und Kalvaitis, R.: X and Ku-Band Ferrite Diode Limiters. IEEE-GMTT Digest (1971), Nr. 5, S. 112-113.
 [8] Maddix, H. S. und Kalvaitis, R. A.: Ferrite-Diode Limiters for S, X and Ku-Band. European Microwave Conference, Stockholm, August (1971).
 [9] Kalvaitis, R. und Maddix, H. S.: Recent Advances in Ferrite Limiters, IEEE-Intercon Digest (1972), Nr. 3, S. 298 bis 299.
 [10] Kalvaitis, R.: Lithium Ferrites in Microwave Limiters, International Magnetronics Conference Digest, April (1973), S. 27.1.
 [11] Heck, C.: Magnetische Werkstoffe und ihre technische Anwendung. Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg, 1975.
 [12] Renz, E.: PIN- und Schottky-Dioden, 1. und 2. Teil. Dr. Alfred Hüthig Verlag, Heidelberg. In Vorbereitung.

Grundsätzliche Schaltungskonzepte monolithisch integrierter Linearschaltungen*)

In dem Beitrag werden nach einer einführenden Beschreibung des Verhaltens von Dioden und Transistoren grundsätzliche Schaltungskonzepte in allgemeiner Form diskutiert. Folgende Grundschaltungen werden untersucht: Stromquellen und Stromspiegel, Differenzverstärker, Koppel- und Darlington-Schaltungen sowie Ausgangsstufen. Der Bereich der Verknüpfungen von monolithisch integrierten Linearschaltungen mit diskreten Bauelementen ist breit gefächert. Ebenso breit gefächert ist der Bereich der Schaltungsfunktionen, die mit integrierten Bausteinen realisiert werden können. Trotz dieser Vielfalt sind es nur relativ wenige Grundschaltungen, die immer wieder von den Schaltungsentwicklern angewandt werden. Sie können in Stromquellen und Stromspiegeln, Koppelschaltungen, Differenzverstärker, Pufferstufen (Impedanzwandler), Referenzspannungsquellen und Ausgangsstufen eingeteilt werden. Den Betrachtungen vorangestellt sind einfache Modellvorstellungen von Diode und Transistor. Im 1. Teil werden der Differenzverstärker sowie Stromquellen und Stromspiegel behandelt.

1. Dioden- und Transistormodell

Bild 1 zeigt ein klassisches Ersatzschaltbild für die Diode. Der Widerstand R_d dieses Ersatzschaltbildes stellt Kontaktwiderstände sowie die Widerstände von Halbleiterzonen außerhalb der eigentlichen Sperrschicht dar. Die Spannungsquelle mit der Spannung U_d (Gl. (1)) beschreibt die Vorgänge in der Sperrschicht. Dieser Teil des Ersatzschaltbildes verhält sich entsprechend den in [1] hergeleiteten Gesetzmäßigkeiten, d. h.:

$$I = I_0 \exp \left\{ \frac{-q}{nKT} [U_0 - U_d(I)] \right\} \quad (1)$$

Dem Schaltungssymbol eines NPN-Transistors kann ein Modell nach Bild 2 zugrunde gelegt werden. Bei einem PNP-Transistor sind lediglich die Kollektor-Basis-Diode sowie die Richtungen der Spannungen und Ströme umgekehrt. In dem Modell (Bild 2) symbolisieren Widerstand R_B und Spannung U_{BE} genau die gleichen Größen wie Widerstand R_d und Spannung U_d [1] für die Diode. Ein Unterschied ergibt sich aus der Tatsache, daß die Ströme durch R_B und durch U_{BE} zwar miteinander in Beziehung stehen, jedoch verschiedenen sind. Durch R_B fließt nur der Basisstrom I_B , während durch die Quelle mit der Spannung U_{BE} sowohl der Basisstrom als auch der Kollektorstrom flie-

Ben und U_{BE} eine Funktion dieses Gesamtstromes I_E ist.

$$I_E = I_B + I_C = (1 + \beta) I_E \quad (2)$$

Der genannte Unterschied ist der Grund dafür, daß die integrierte Schaltungstechnik beträchtlich von der Schaltungstechnik mit diskreten Bauelementen abweicht. Dioden des in Bild 1 dargestellten Typs werden kaum in integrierten Schaltungen verwendet, weil man genau definierte Widerstandswerte R_d mit den gegenwärtig angewandten Techniken nicht 100%ig beherrscht. Zwei auf demselben Substrat einander unmittelbar benachbart angeordnete Dioden können beträchtlich voneinander abweichende Werte R_d aufweisen. Wegen dieser Abweichung ist es praktisch unmöglich, zwei Dioden oder eine Diode und einen Transistor in ihren Durchlaßcharakteristiken einander anzupassen. Monolithisch integrierte Schaltungen verwenden deshalb den als Diode geschalteten Transistor nach Bild 3. Man beachte, daß in Bild 3 nur der Strom I_B durch R_B fließt. Ein einfaches Beispiel soll die Vorteile dieser Anordnung verdeutlichen.

In der Diode nach Bild 1 und dem als Diode geschalteten Transistor nach Bild 3 sei

$$\begin{aligned} R_d &= R_B = 100 \Omega \\ I &= I_E = 1 \text{ mA} \\ \beta &= 99 \end{aligned}$$

Die Gesamtspannung über der Diode beträgt

$$\begin{aligned} U &= R_d I + U_d(I) \\ &= 1 \text{ mA} \times 100 \Omega + U_d(I) \\ &= 100 \text{ mV} + U_d(I) \end{aligned} \quad (3)$$

Die zu $U_d(I)$ addierten 100 mV sind in ihrer Größe nicht genau beherrschbar und können von Exemplar zu Exemplar leicht um $\pm 50\%$ schwanken. Für den als Diode geschalteten Transistor ergibt sich hingegen

$$\begin{aligned} U &= I_B R_B + U_{BE}(I_E) \\ &= \frac{1 \text{ mA}}{100} \times 100 \Omega + U_{BE}(I_E) \\ &= 1 \text{ mV} + U_{BE}(I_E). \end{aligned} \quad (4)$$

In diesem Fall kann der nicht beherrschte Parameter, dessen Größe nur 1 mV beträgt, im allgemeinen vernachlässigt werden.

In Schaltbildern monolithisch integrierter Schaltungen wird das übliche Schaltungssymbol für eine Diode häufig auch für einen nach Bild 3 als Diode ge-

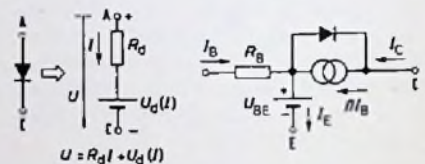


Bild 1

Bild 2

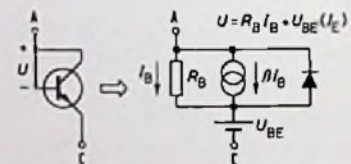


Bild 3

schalteten Transistor verwendet. Es wird deshalb noch einmal darauf hingewiesen, daß der als Diode geschaltete Transistor keine Diode ist, sondern ein in A-Betrieb arbeitender Transistor, bei dem Kollektor und Basis miteinander verbunden sind. Den folgenden Diskussionen liegen die Ersatzschaltbilder nach Bild 2 und Bild 3 zugrunde. Bei Bedarf werden sie durch zusätzliche Schaltungsparameter ergänzt.

Vor der Diskussion der Grundschaltungen soll die Diodenkennlinie kurz untersucht werden. Die Spannung über der Sperrschicht wurde mit $U_d(I)$ bzw. $U_{BE}(I_E)$ bezeichnet. Werte dieser Spannungen lassen sich nach Gl. (1) berechnen:

$$I_E = I_0 \exp \left\{ \frac{-q}{nKT} [U_0 - U_{BE}(I_E)] \right\}$$

*) Nach A. J. Leidich, Solid State Division, RCA, Somerville, New Jersey.

Die Tatsache, daß diese Gleichung viele Einflußgrößen enthält, macht es jedoch unbequem, mit den Größen I_0 und U_0 zu rechnen. Werden hingegen zwei Ströme

$$I_{E1} = I_0 \exp \left\{ \frac{-q}{nKT} (U_0 - U_{BE1}) \right\}$$

und

$$I_{E2} = I_0 \exp \left\{ \frac{-q}{nKT} (U_0 - U_{BE2}) \right\}$$

angenommen und durcheinander dividiert, so ergibt sich die sehr nützliche Gleichung:

$$I_{E1}/I_{E2} = \exp \left\{ \frac{q}{nKT} (U_{BE1} - U_{BE2}) \right\} \quad (5)$$

Sie enthält im wesentlichen die Aussage, daß sich bei gegebenem Strom und zugehöriger Diodenspannung¹⁾ jeder beliebige andere Stromwert aus der entsprechenden Spannungsdifferenz berechnen läßt. Für integrierte NPN-Transistoren ist

$$\frac{nKT}{q} = 26 \text{ mV bei } 25^\circ\text{C} \quad (6)$$

und für integrierte PNP-Transistoren

$$\frac{nKT}{q} = 34,6 \text{ mV bei } 25^\circ\text{C}. \quad (7)$$

Aus den Gln. 5, 6 und 7 folgt die Tatsache, daß sich die Basis-Emitter-Spannung²⁾ eines NPN-Transistors bei jeder Stromänderung um den Faktor 2 um 18 mV ändert (um 60 mV bei einer Stromänderung um den Faktor 10), und die entsprechenden Werte für die Basis-Emitter-Spannung eines PNP-Transistors bei 24 mV bzw. 80 mV liegen.

2. Der Differenzverstärker

Der Differenzverstärker mit seinen einzigartigen Eigenschaften fand erst in integrierten Schaltungen weitverbreitete Anwendung. Die Gründe dafür lagen in den Kosten. Ein aus diskreten Bauelementen aufgebauter Differenzverstärker erfordert nicht nur eine große Anzahl von Einzelteilen, sondern sie müs-

sen auch noch paarweise sehr gut übereinstimmen. Bei integrierten Schaltungen ergibt sich eine gute Übereinstimmung schon aus dem Fertigungsprozeß, und der ganze Verstärker kann ebenso billig geliefert werden wie ein Einzeltransistor.

In vielen Anwendungen erwies sich das Gleichtaktverhalten des Differenzverstärkers als großer Vorteil. Die ohne Abblock- und Koppelkondensatoren erreichbare stabile hohe Verstärkung wurde in Verstärkerketten mit hoher Verstärkung ausgenutzt. Da sich das Ausgangssignal über die Emitter-Stromquelle³⁾ steuern läßt, konnte man den Differenzverstärker auch als Modulator einsetzen. Darüber hinaus kann er als Begrenzer durch das steuerbare Aufteilen eines konstanten gemeinsamen Emitterstromes auf zwei Transistoren verwendet werden. Durch all diese Vorteile zählt der Differenzverstärker zu den Grundbausteinen integrierter Schaltungen (wenn es auch heute viele IS ohne Differenzverstärker gibt). Eine Kenntnis der Eigenschaften des Differenzverstärkers ist eine wesentliche Voraussetzung für das Verständnis vieler Vorteile und Anwendungsgrenzen integrierter Schaltungen.

Bild 4 zeigt die Grundschialtung eines Differenzverstärkers. Man beachte, daß für die Emitterströme von T1 und T2 infolge der Konstantstromquelle am gemeinsamen Emitteranschluß die Beziehung gilt

$$I_{E1} + I_{E2} = I_T \quad (8)$$

Liegt keine Spannung zwischen den beiden Eingängen, d. h. befinden sich die beiden Basisanschlüsse auf gleichem Potential, so liegt, da die beiden Emitter miteinander verbunden sind, die gleiche Basis-Emitter-Spannung an beiden Transistoren. Deshalb müssen, sofern die beiden Sperrschichten exakt gleich aufgebaut sind, auch die beiden Emitterströme gleich sein, d. h.

$$I_{E1} = I_{E2} = I_T/2.$$

Sind die Sperrschichten nicht gleich, so

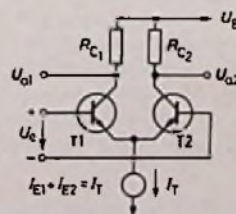


Bild 4

³⁾ Eine Gleich- oder Wechselstromquelle mit unendlichem oder zumindest sehr hohem Innenwiderstand.

teilt sich der Gesamtstrom I_T nicht gleichmäßig auf beide Transistoren auf. Ist zum Beispiel der Querschnitt der Basis-Emitter-Sperrschicht von T1 doppelt so groß wie der von T2, so ist

$$I_{E1} = 2I_{E2} = \frac{2}{3} I_T$$

und

$$I_{E2} = \frac{1}{3} I_T$$

Werden T1 und T2 als identisch angenommen, so bewirkt eine zwischen die beiden Eingänge gelegte Spannung, die die Basis von T1 auf höheres Potential legt als die von T2, daß der Strom durch T1 größer ist als der durch T2. Das läßt sich leicht einsehen, wenn man bedenkt, wie sich die angelegte Spannung auf die beiden Basis-Emitter-Spannungen auswirkt.

Ihre Polarität ist so, daß sie die Basis-Emitter-Spannung von T1 vergrößert, während sie die von T2 verkleinert. Da Gl. (8) gilt, muß der Stromanstieg durch T1 durch einen gleichgroßen Stromabfall in T2 ausgeglichen werden. Von diesem Differenzeffekt ist die Bezeichnung Differenzverstärker hergeleitet. Die Verstärkung, die sich ergibt, wenn als Ausgangssignal die Potentialänderung an einem Kollektor oder die Differenzspannung zwischen beiden Kollektoren betrachtet wird, bezeichnet man als Differenzverstärkung. Werden hingegen die beiden Eingänge miteinander verbunden und an ein veränderliches Potential gelegt, so existiert kein Mechanismus, durch den die Stromverteilung beeinflusst werden könnte. Da die Ströme sich nicht ändern können, ändern sich auch die Spannungen über den Kollektorwiderständen R_{C1} und R_{C2} nicht. Folglich gibt es keine Verstärkung, sondern es existiert, zumindest im Idealfall, eine unendlich große Dämpfung. Das gemeinsame Eingangspotential kann so lange erhöht werden, bis einer oder beide Transistoren ihren Sättigungszustand erreichen. Verkleinert werden kann es, bis die Konstantstromquelle aufhört zu funktionieren. Durch diese beiden Grenzbedingungen wird der Gleichtakt-Eingangsspannungsbereich eines Differenzverstärkers definiert. Wird als Ausgangssignal die Spannung zwischen den beiden Kollektoranschlüssen betrachtet, so ergeben sich in der Praxis die Grenzen der Gleichtaktunterdrückung daraus, daß eine Konstantstromquelle nur unvollkommen realisiert werden kann, und daraus, daß die Lastwiderstände in den Kollektorkreisen nicht exakt einander angeglichen werden können.

Bei der Analyse des Verhaltens eines Differenzverstärkers muß das Strom-

¹⁾ Der sich aus dem Sperrschichtverhalten ergebende Spannungsabfall über einer in Durchlaßrichtung betriebenen Diode. Die Diodenspannung läßt sich mit den Mitteln der Halbleiterphysik genau berechnen. Sie schließt keine ohmschen Spannungsabfälle an Halbleiterzonen und Kontaktwiderständen aus.

²⁾ Die Diodenspannung zwischen Basis und Emitter eines stromführenden Transistors.

teilungsprinzip rechnerisch formuliert werden. Da die Eingangsspannung U_e sich auf beide Basis-Emitter-Strecken aufteilt, kann sie ausgedrückt werden als $U_e = \Delta U_{BE1} + \Delta U_{BE2}$, wobei ΔU_{BE1} und ΔU_{BE2} die Teile der Eingangsspannung sind, die über der Basis-Emitter-Strecke von T 1 bzw. über der von T 2 auftreten. Mit Hilfe von Gl. (5) und unter der Annahme, daß die Basis-Emitter-Strecken identisch aufgebaut sind, ergeben sich die beiden Emitterströme zu

$$I_{E1} = I_T/2 \exp\left(\frac{q}{nKT} \Delta U_{BE1}\right)$$

und

$$I_{E2} = I_T/2 \exp\left[\frac{q}{nKT} (-\Delta U_{BE2})\right]$$

Das Minuszeichen in der Gleichung für I_{E2} rührt daher, daß ΔU_{BE2} in umgekehrter Richtung über der Basis-Emitter-Strecke von T 2 erscheint wie ΔU_{BE1} über der von T 1. Dividiert man beide Gleichungen durcheinander, so folgt:

$$\begin{aligned} I_{E1}/I_{E2} &= \exp\left[\frac{q}{nKT} (\Delta U_{BE1} + \Delta U_{BE2})\right] \\ &= \exp\left(\frac{q}{nKT} U_e\right) \end{aligned} \quad (9)$$

Die Gln. (8) und (9) reichen aus, um das Verhalten eines Differenzverstärkers zu beschreiben. Wird zum Beispiel U_e zu 18 mV angenommen (Gleichspannung oder Augenblickswert einer Wechselspannung), so folgt:

$$I_{E1}/I_{E2} = \exp\left(\frac{18 \text{ mV}}{26 \text{ mV}}\right) = 2$$

und

$$I_{E1} + I_{E2} = I_T$$

und damit

$$I_{E1} = \frac{2}{3} I_T \text{ und } I_{E2} = \frac{1}{3} I_T$$

Die Ausgangsspannungen an den Kollektoren des Differenzverstärkers lassen sich berechnen aus den Beziehungen

$$U_{a1} = U_B - \frac{2}{3} \alpha I_T R_{C1}$$

und

$$U_{a2} = U_B - \frac{1}{3} \alpha I_T R_{C2}$$

Dabei sind

$$\alpha = I_C/I_E = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

$$\alpha \sim = \frac{h_{21e}}{1 + h_{21e}}$$

Die Wechselspannungsanteile der Kollektorspannungen ergeben sich durch Subtraktion der Gleichspannungs-

anteile. Diese sind:

$$U_{a1} = U_B - \alpha I_T R_{C1}/2$$

$$U_{a2} = U_B - \alpha I_T R_{C2}/2$$

Damit lauten die Ergebnisse der Subtraktion:

$$u_{a1} \sim = -\alpha I_T R_{C1}/6 = \Delta U_{a1}$$

$$u_{a2} \sim = +\alpha I_T R_{C2}/6 = \Delta U_{a2}$$

Die Verstärkungsfaktoren für beide Ausgänge ergeben sich, indem die Ausgangsspannungsänderungen durch die Eingangsspannung dividiert werden.

$$v_1 = \Delta U_{a1}/U_e = -\alpha I_T R_{C1}/18 \text{ mV}$$

$$v_2 = \Delta U_{a2}/U_e = +\alpha I_T R_{C2}/18 \text{ mV}$$

Zur Berechnung des Eingangswiderstandes muß die Stromverstärkung der beiden Transistoren in Emitterschaltung (h_{21e}) bekannt sein. Bei dem betrachteten Beispiel beträgt die Emitterstromänderung

$$\Delta I_E = \frac{2}{3} I_T - \frac{1}{2} I_T = I_T/6.$$

Dazu gehört eine Basisstromänderung von

$$\Delta I_B = \Delta I_E/(1 + h_{21e}).$$

Damit ergibt sich die Eingangsimpedanz zu

$$\begin{aligned} Z_e &= \frac{U_e}{\Delta I_B} = (1 + h_{21e}) \frac{U_e}{\Delta I_E} \\ &= (1 + h_{21e}) \frac{18 \text{ mV}}{I_T} \end{aligned}$$

Wie bereits erwähnt, reichen die Gln. (8) und (9) aus, um das Verhalten des Differenzverstärkers bei Gleich- oder Wechselspannungen am Eingang zu beschreiben. Sie lassen sich auch zu einer einzigen Gleichung zusammenfassen:

$$I_{E1} = I_T \frac{\exp\left(\frac{q}{nKT} U_e\right)}{1 + \exp\left(\frac{q}{nKT} U_e\right)} \quad (10)$$

Wie aus dem Beispiel hervorgeht, sind die Gleichungen für eine Analyse des Wechselstromverhaltens recht umständlich, da die Gleichstromwerte erst am Schluß durch Differenzbildung herausfallen. Für sehr kleine Wechselgrößen lassen sich Kleinsignal-Modellversuche entwickeln, bei denen Gleichstromgrößen nicht mitgeführt werden müssen. Dies soll hier allerdings nicht erörtert werden.

Die beim Differenzverstärker angegebenen Kenngrößen sind die Eingangs-Offsetspannung¹⁾ und der Eingangs-Offsetstrom²⁾.

Bei dem in Bild 4 dargestellten Differenzverstärker wird eine höchste Ge-

naugigkeit erreicht, wenn alle einander entsprechenden Bauelemente exakt übereinstimmen. Die Ausgangsspannungen U_{a1} und U_{a2} müssen bei fehlendem Eingangssignal exakt gleich sein. Da eine solche perfekte Symmetrie jedoch nicht erreichbar ist, müssen geeignete Kenngrößen für das Ausmaß ihrer Realisierung angegeben werden.

Es ist aber eine grobe Vereinfachung, wenn man bei mehrstufigen Verstärkern die Ursachen der Unsymmetrie allein in den Bauelementen der Differenz-Eingangsstufe suchen würde. Zwei weitere wesentliche Effekte sind: Ungleichmäßige Erwärmung der Bauelemente der Eingangsstufe durch die Ruhestrome der zweiten Stufe. Wird zum Beispiel der eine Transistor der Eingangsstufe durch andere Bauelemente (zum Beispiel durch einen Ausgangstransistor) nur um 1 °C stärker erwärmt als der andere, so würde allein diese Ursache eine zusätzliche Eingangs-Offsetspannung von 2 mV zur Folge haben. (Diese Tatsache folgt aus Gl. (5) für konstantes Stromverhältnis und eine Temperaturdifferenz von 1 °C.) Hätte außerdem T 2 einen um 10% größeren Ruhestrom als T 1 an die folgende Stufe zu liefern, so würde allein das nach Gl. (9) eine Eingangs-Offsetspannung von 2,5 mV zur Folge haben, und die Eingangsstromdifferenz (Eingangs-Offsetstrom) würde 10% des Eingangsstromes betragen³⁾. Die thermischen Effekte lassen sich bereits beim Entwurf der IS auf ein Minimum reduzieren. Den Einfluß unterschiedlicher Ruhestrome muß man durch einen entsprechenden Schaltungsentwurf, der sicherstellt, daß beide Ausgänge des Differenzverstärkers gleichmäßig belastet werden, unterbinden. Beide Maßnahmen sind jedoch aus Kostengründen nicht immer durchführbar. Es müssen also stets Vor- und Nachteile entsprechend abgewogen werden.

¹⁾ Die Kleinsignal-Kurzschlußstromverstärkung eines Transistors in Emitterschaltung h_{21e} kann auch definiert werden als der partielle Differentialquotient des Kollektorstromes nach dem Basisstrom, der sich bei (für Wechselgrößen wirksamem) Kurzschluß zwischen Kollektor und Emitter ergibt.

²⁾ Die Differenz-Eingangsspannung, die an einen Differenzverstärker angelegt werden muß, damit die Ausgangsspannung Null wird. Die Offsetspannung ist ein Maß für die Unsymmetrie einer Schaltung und ist konstruktions- oder fertigungsbedingt.

³⁾ Die Differenz zwischen den beiden Eingangs-Ruhestromen eines Differenzverstärkers, die erforderlich ist, um das Ausgangssignal zu Null zu machen.

⁴⁾ Der Strom, der im signallosen Zustand (Ruhezustand) an die Eingangsklemmen einer Schaltung geliefert werden muß.

3. Stromquellen und Stromspiegel

Bei der vorangegangenen Diskussion eines Differenzverstärkers wurde von einer Konstantstromquelle in der gemeinsamen Emittierleitung ausgegangen (Bild 4). In diesem Abschnitt sollen Stromquellen und mit ihnen sehr eng verwandte Schaltungen, sogenannte Stromspiegel¹⁾, untersucht werden.

Vor dem Aufkommen integrierter Schaltungen stellte jede Entwicklung einer Transistorstufe in A-Betrieb mit hinreichend guter Arbeitspunktstabilisierung gleichzeitig auch die Entwicklung einer konstanten Gleichstromquelle dar. Diese Tatsache wird durch Bild 5 verdeutlicht. Verursacht durch das mit IS erreichbare Maß der Übereinstimmung mehrerer Transistoren nahm die Stromquelle die Grundform nach Bild 6 an. In dieser Schaltung fließt ein durch Betriebsspannung und Widerstand R_1 bestimmter Strom durch den als Diode geschalteten Transistor T1. Wie groß dieser Strom durch T1 auch sein mag, er erscheint wegen der guten Übereinstimmung beider Transistoren und wegen der Schaltung von T1 als Diode (siehe Bild 3) fast perfekt „gespiegelt“ auch in Transistor T2.

Wäre das Verhältnis der Querschnitte der Basis-Emitter-Strecken in den Transistoren T1 und T2 1:1, so würden die beiden Ströme gleich sein. Wäre das Verhältnis 2:1, so würden sich auch die Ströme wie 2:1 zueinander verhalten und so weiter. Mit der derzeitigen Fertigungstechnik integrierter Schaltungen liegt die praktische Grenze für genauere Querschnittsverhältnisse bei etwa 10:1. Bei der Konzeption einer integrierten Stromquelle sind neben dem Querschnittsverhältnis Ausgangswiderstand und Stromverstärkung wichtige Einflußgrößen.

Ein Transistor hat einen endlichen Ausgangswiderstand. Das kann in einem Ersatzschaltbild (siehe Bild 7) durch einen Widerstand zwischen Kollektor und Emittier berücksichtigt werden. Der Widerstandswert ist umgekehrt proportional der Gleichstromverstärkung β^2) und dem Kollektorrühstrom. Der Wert dieses Ausgangswiderstandes beträgt überschlägig 600 k Ω bei einem Kollektorstrom von 100 μ A. Dieser Zahlenwert gilt nur für Überschlagsrechnungen. Die Abhängigkeit von der Stromverstärkung sowie die Tatsache, daß der Widerstand auch unabhängig von der Strom-

verstärkung von Transistor zu Transistor schwankt, wurden dabei vernachlässigt. Als Beispiel sei angenommen, die Schaltung (Bild 7) wäre für einen Kollektorstrom von 200 μ A dimensioniert. Wäre die Kollektor-Emitter-Spannung 2 V, so würde ein zusätzlicher Strom von 2 V/300 k Ω oder 6,67 μ A in den Kollektor hineinfließen. Wäre die Spannung jedoch 20 V, so würde ein Gesamtstrom von 267 μ A in den Kollektor hineinfließen. Das entspräche einem Fehler von 33% durch den Einfluß des Ausgangswiderstandes.

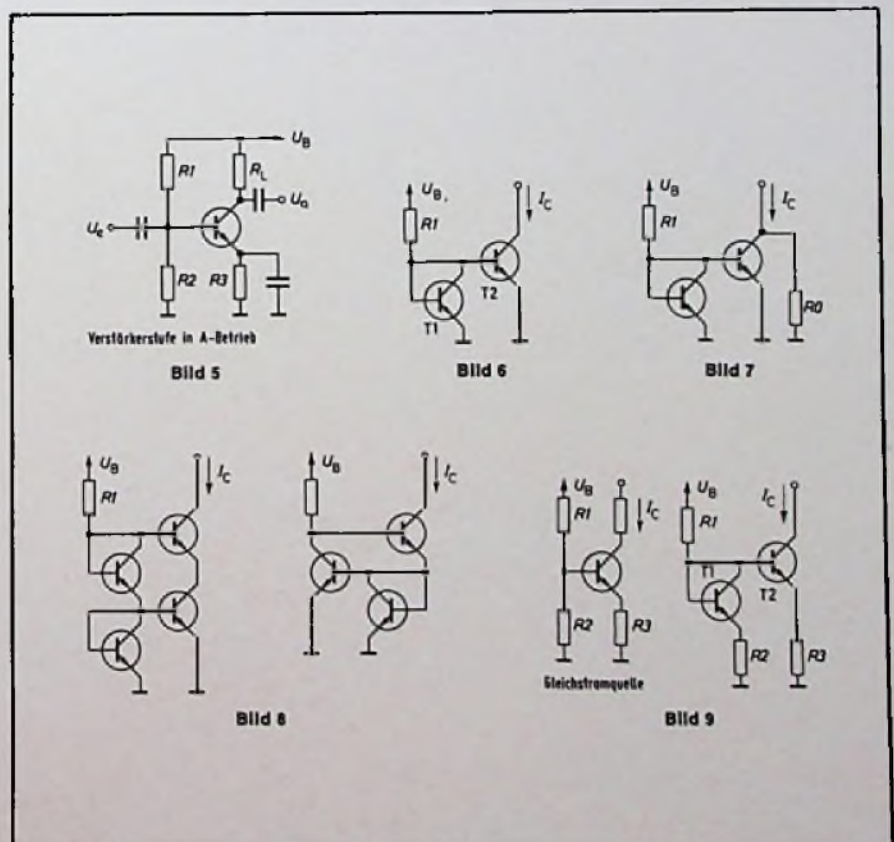
Bild 8 zeigt zwei Schaltungsvarianten, mit denen der Einfluß des Ausgangswiderstandes auf ein Minimum begrenzt wird. Außerdem kann dies auch durch eine Gleichstromgegenkopplung (Bild 9) erzielt werden.

Sollen durch T1 und T2 ungleiche Ströme fließen, so wird bei der klassischen Dimensionierung das Widerstandsverhältnis $R_2 : R_3$ umgekehrt gewählt wie das Basis-Emitter-Querschnittsverhältnis der entsprechenden Transistoren. Soll zum Beispiel I_C doppelt so groß sein wie der Strom durch R_1 , so wird der Querschnitt der Basis-Emitter-Zone von T2 doppelt so groß gewählt wie der von T1, und der Widerstandswert von R_3 wird halb so groß gewählt wie der von R_2 . Neben dieser klassischen Dimensionierung gibt es zahlreiche Varianten, bei denen

Querschnittsverhältnis und Widerstandsverhältnis verschieden sind.

Sie alle dienen jedoch dem Zweck, den Einfluß des Ausgangswiderstandes zu verringern. Das wird um so besser erreicht, je größer der Spannungsabfall über R_3 ist (siehe Bild 9).

Der Einfluß der Stromverstärkung auf das Verhalten von Stromquellen und Stromspiegeln äußert sich in dem Stromfluß durch R_B (siehe Bild 3, Gln. (3) und (4)) und in der Tatsache, daß überhaupt ein Basisstrom fließt. In beiden Fällen handelt es sich um Probleme, die durch zu kleine Stromverstärkung entstehen. Mit anderen Worten: Ist die Stromverstärkung hoch genug, so hören diese Probleme auf zu existieren. Der Basisstromfluß durch T2 beeinflusst das Verhalten einer Stromquelle oder eines Stromspiegels nach Bild 6 dadurch, daß der Strom durch den als Diode geschalteten Transistor T1 reduziert wird. Die Folge ist, daß der interessierende Kollektorstrom um den Basisstrom kleiner ist als beabsichtigt. Am häufigsten tritt dieses Problem bei Stromquellen und Stromspiegeln mit PNP-Transistoren auf, deren Stromverstärkungen bekanntermaßen klein sind (unter 25). Es kann sich jedoch auch bei schlecht konzipierten NPN-Stromquellen äußern. Unter bezug auf Bild 6 sei für das Querschnittsverhältnis angenommen.



¹⁾ Eine Stromquelle, deren Ausgangsstrom einem anderen Strom in der Schaltung direkt proportional ist.

²⁾ Das Verhältnis von Kollektorgleichstrom zu Basisgleichstrom eines Transistors.

1974 wurden 30% mehr

Der Fachhandel hat zur GRUNDIG Radio -

Das zeigt, daß am GRUNDIG Radio-Recorder-Programm
alles stimmen muß. Die Leistung. Die Form. Der Preis.
Das Erfolgs-Programm wird fortgesetzt. Setzen
auch Sie die Umsatz-Steigerung fort! Es ist Ihr Erfolg.

GRUNDIG



Auf unseren Regionalmessen im September 1974 sagten wir:
„Alle fragen nach C 6000 – wir sind darauf vorbereitet.“
Das gilt für 1975 erst recht.
Rüsten auch Sie sich durch ausreichende Disposition!

Radio-Recorder verkauft als 1973. gleichen Zeit 76%* mehr Recorder verkauft!

Das ist die Steigerung unseres Inlandabsatzes –
und der geht bekanntlich nur über Ihre Theken!

Das Programm der großen Renner!



C 2500 K

Signal 2000

C 6000

C 4100

Alles, was das Kundenherz begeistert:
Modelle mit 3, 4 oder 5 Wellenbereichen, von 1,7 bis 7 Watt.

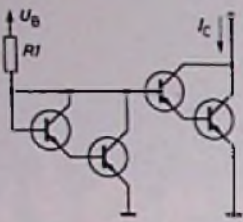


Bild 10

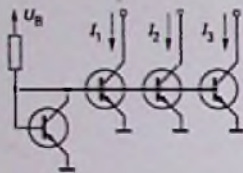


Bild 11

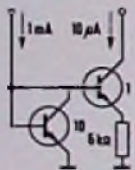


Bild 12

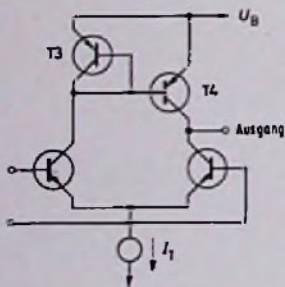


Bild 13

$$T1 : T2 = 1 : 10$$

und für die Stromverstärkung von T 2

$$\beta_2 = 50.$$

Ferner sei angenommen, der beabsichtigte Strom durch T 1 betrage $100 \mu\text{A}$ und der gewünschte Kollektorstrom durch T 1 1 mA . Wird der Basisstrom berücksichtigt, so ist

$$I_C = a_2 I_{E2} = 10 a_2 I_{E1} \\ = 10 a_2 (100 \mu\text{A} - I_{B2})$$

mit

$$I_{B2} = I_C / \beta_2 \text{ und } a_2 = \frac{\beta_2}{1 + \beta_2} = 0,98$$

Daraus ergibt sich

$$I_C = 0,82 \text{ mA}.$$

Der durch den Basisstrom verursachte Fehler beträgt also 18% des gewünschten Kollektorstromes.

Es gibt Schaltungen zur Begrenzung des Einflusses der Stromverstärkung auf Stromquellen und Stromspiegel. Mit der in Bild 8 dargestellten Anordnung mit drei Transistoren wird das für kleine Verhältnisse von Eingangsstrom zu Ausgangsstrom erreicht. Ist zum Beispiel bei dieser Anordnung die Stromverstärkung 10 und das Stromverhältnis 1:1, so macht der Fehler nur 1% des gewünschten Ausgangsstromes aus. Unter gleichen Voraussetzungen würde der Fehler (Bild 6) 17% betragen. Der Einsatz von Darlington-Schaltungen an Stelle von Einzeltransistoren (Bild 10) ist eine weitere Maßnahme, um Transistoren mit niedrigen Stromverstärkungen anwenden zu können. Diese Schaltung arbeitet ähnlich wie die nach Bild 6, jedoch mit dem Unterschied, daß die Stromverstärkungen praktisch quadriert werden.

Der Unterschied zwischen Stromquellen und Stromspiegeln ist nicht genau definiert. Er scheint bei der heute üblichen allgemeinen Anwendung dieser Schaltungen etwas in den Hintergrund getreten zu sein. Als Beispiel möge die Mehrfachanordnung nach Bild 11 zur Erzeugung in festen Verhältnissen zueinander stehender Ruhestrome dienen. Die Kollektorströme I_1 , I_2 und I_3 sind Quellenströme¹⁰⁾, aber jeder von ihnen kann, verglichen mit einem der anderen oder mit dem Strom, durch die Vorspannungsdiode als ein gespiegelter Strom aufgefaßt werden. Einen „Stromspiegel“ stellt die Schaltung (Bild 12) dar, die für einen Differenzverstärker entwickelt wurde. PNP-Transistor T 4 „spiegelt“ den Strom durch den als Diode geschalteten Transistor T 3, damit, bezogen auf den Ausgang, die vereinigte Stromverstärkung beider Transistoren des Differenzverstärkers wirksam wird. Aber selbst hier zeigt die Anordnung der Transistoren T 3 und T 4 deutlich die Ähnlichkeit mit der Stromquelle nach Bild 6.

Eine weitere Gruppe von Stromquellen und Stromspiegeln bilden die, deren Ausgangsströme viel niedriger sind als die Ströme durch die Vorspannungsdioden. Solche Schaltungen werden realisiert, indem das Querschnittsverhältnis der Basis-Emitter-Strecken entsprechend gewählt und außerdem der Strom durch einen Emitterwiderstand des Ausgangstransistors noch weiter reduziert wird. Die Schaltung (Bild 13) reduziert den Eingangsstrom von 1 mA auf einen Ausgangsstrom von $10 \mu\text{A}$. Das wird erreicht durch ein Querschnittsverhältnis von 10:1 und da-

¹⁰⁾ Das Verhältnis aus Kollektorstrom zu Emitterstrom eines Transistors. Dieses Verhältnis kann sowohl für Gleich- als auch für Wechselgrößen definiert werden.

durch, daß die Basis-Emitter-Spannung des Ausgangstransistors mittels des Widerstandes von $6 \text{ k}\Omega$ um 60 mV gegenüber der des Eingangstransistors verkleinert wird. Allgemein läßt sich der benötigte Spannungsabfall über dem Emitterwiderstand nach Gl. (5) berechnen. Der Widerstandswert ergibt sich aus dieser Spannung dividiert durch den gewünschten Ausgangsstrom.

(Wird fortgesetzt)

Literatur

- [1] Olmstead, J. A.: Discrete Solid-State Devices. Published in SP-388, „Automotive Electronics.“ New York: Society of Automotive Engineers, Inc., 1974, paper 740010.
- [2] Wheatley, C. F.: Integrated Solid-State Devices. Published in SP-388, „Automotive Electronics.“ New York: Society of Automotive Engineers, Inc., 1974, paper 740011.

VHF-Sender/Empfänger

Die NARCO AVIONICS DIVISION bietet zwei VHF-Sender/Empfänger mit je 720 Kanälen an, den COM 111B, der den TSO-Vorschriften entspricht, und den COM 11B, der diesen Vorschriften nicht entspricht. Beide Geräte sind jedoch entsprechend den Anforderungen der FAA in bezug auf Bandbreite und Frequenzstabilität aufgebaut.

Für Geräte dieser Preisklasse sind die beiden VHF-Sender/Empfänger von Narco äußerst reichhaltig ausgestattet. Sämtliche sechs Zahlen der eingestellten Frequenz erscheinen visuell in großer, leicht erkennbarer Darstellung auf der Frontplatte. Ein organgefarbenes Licht zeigt an, wenn das Gerät eingeschaltet ist. Als durchschnittliche Ausgangsleistung haben beide Geräte 12 W bei einem Minimalwert von 8 W . Sie verfügen über eine ungewöhnlich wirksame Geräuschunterdrückung. Die Geräte zeichnen sich ferner durch eine geringe Leistungsaufnahme aus und können als Bausteine zur Erstellung komplexer NARCO-SYSTEME benutzt werden. Beide Geräte sind direkt austauschbar gegen die entsprechenden 360-Kanal-Sender/Empfänger.

Nach FAA-Plänen könnten Geräte mit 720 Kanälen schon ab 1977 für Flugoperationen über $18\,000 \text{ ft}$ ($\sim 5600 \text{ m}$) Höhe in bestimmten Gebieten zur Vorschrift erhoben werden.

E. H.

Digitaler 11-Oktaven-Orgelgenerator mit 8-MHz-Oszillator und 12 integrierten Schaltungen

H. HINTZ*)

Mit der zunehmenden Verbreitung der Halbleiter-Digitaltechnik stieg die Anzahl der Arbeiten, in denen der Entwurf eines digitalen Tongenerators für ein elektronisches Musikinstrument beschrieben wird. In einem solchen Generator soll die gesamte Tonskala von einem Oszillator ausgehend durch digitale Teiler abgeleitet werden, so daß stets eine exakte Stimmung des Musikinstruments gewährleistet ist [1, 2].

Eine umfangreiche, in Geschichte und Theorie der musikalischen Stimmung eingehende Arbeit veröffentlichten Franssen und v. d. Peet, Mitarbeiter des Philips-Forschungslabors in Eindhoven [3]. Sie benutzten zur Darstellung eines von einer einzigen Frequenz ausgehenden Generators selbstentwickelte und hergestellte integrierte Schaltungen, bestehend aus NOR- und ODER-Gattern. Aus einem Oszillator mit einer Frequenz von etwa 2 MHz werden in diesen Schaltungen durch Unterdrücken bestimmter Impulse Impulsreihen abgeleitet und durch Binärteiler Rechteckschwingungen erzeugt, die das Frequenzverhältnis für den Halbtonschritt von $f_1 : f_2 = 1 : \sqrt[12]{2}$ haben. Dieses für die gleichschwebende oder „wohltemperierte“ Stimmung erforderliche irrationale Frequenzverhältnis muß mit einer Genauigkeit angenähert werden, bei der die Abweichung von der exakten Frequenz nicht größer als 0,05 % wird.

Auf diese Weise erzeugte Rechteckschwingungen sind jedoch aperiodisch und für musikalische Zwecke wegen der sich ständig ändernden Anzahl von Oberwellen ungeeignet. Nicht völlig periodische Schwingungen werden vom menschlichen Ohr als ein Ton wahrgenommen, wenn die Aperiodizität klein, das heißt, einige zehntel Prozent, bleibt. Die Aperiodizität hat dann ein dem Rauschen ähnliches Nebengeräusch zur Folge, das dem Ton einen heiseren Charakter gibt. Legt man die Impulsaufbereitung in den Bereich hoher Frequenzen (einige Megahertz) und teilt man die Halbtonschritte mehrfach binär bis in den Hörbereich hinunter,

dann ist die Aperiodizität nicht mehr wahrnehmbar.

Im Forschungslabor wurde die Entwicklung einer integrierten Schaltung fortgesetzt, die inzwischen einen Teiler für den Halbtonschritt und 11 Binärteiler für 11 Oktaven jedes Tones enthält [4]. Für die Schaltung wird eine bei Philips entwickelte Technologie, die I²L-Technik angewendet [5].

Diese integrierte Schaltung, die an einem 8-MHz-Oszillator betrieben wird und die damit noch geringere Aperiodizität in der Ausgangsspannung hat als die Versuchsmuster aus dem Forschungslabor, steht jetzt aus der anlaufenden Serienfabrikation unter der Typenbezeichnung SAH 220 zur Verfügung. Sie wird die Herstellung elektronischer Musikinstrumente erheblich beeinflussen, so daß hier auf einige der

vielen Anwendungsmöglichkeiten eingegangen sei.

Die Grundschialtung für den 11-Oktaven-Generator besteht noch aus 12 integrierten Schaltungen und einem 8-MHz-Oszillator, der beispielsweise als Hartley-Oszillator ausgeführt ist (Bild 1). Ein einfacher und sehr stabiler Generator wurde bereits in [6] beschrieben und auch auf der Platine nach Bild 2 benutzt. Dieser Oszillator liefert ein Signal von etwa 8 MHz und einigen Volt Ausgangsspannung und ist damit geeignet, die erste integrierte Schaltung unmittelbar anzusteuern. Bild 3 zeigt die vollständige Oszillatorschaltung. Bei Absenkung der Versorgungsspannung um 25% und Änderung der Umgebungstemperatur von 25 auf 55 °C bleibt die Frequenzänderung unter 0,1 Prozent.

Ein Generator nach Bild 1 erzeugt wie jeder Binärteiler symmetrische Rechteckschwingungen. Die Fourier-Analyse dieser Schwingungen ergibt nur die geradzahigen Oberwellen. Das Klangbild dieser Schwingungen ähndelt dem der Klarinette oder dem Fagott oder auch Stimmungen der Mundharmonika oder des Akkordeons. Auch die sogenannten gedackten Register einer Pfeifenorgel kommen diesem Klang nahe.

Aus musikalischen Gründen werden jedoch häufig für elektronische Orgeln Generatoren gewünscht, die eine Säge-

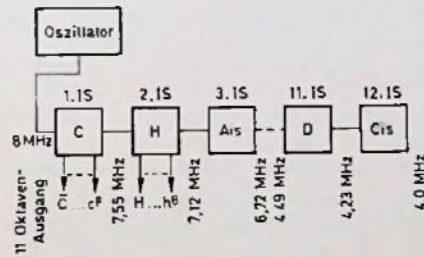


Bild 1. Übersichtsschaltplan des Generators mit zwölf integrierten Schaltungen

Bild 2. Platinenentwurf für einen Generator nach Bild 1 (mit Valvo-Miniput-Spulenkörper 4312 021 29670 und Kern 4 D)

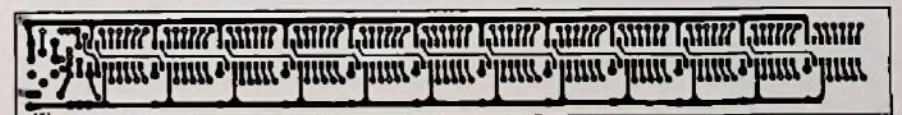


Bild 3. Stromlaufplan des 8-MHz-Oszillators

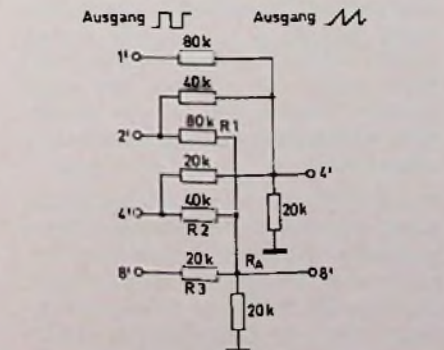


Bild 4. Beschaltung der integrierten Schaltung SAH 220 als Treppenspannungs-/Sägezahn-Generator

*) Dr.-Ing. Harald Hintz ist Mitarbeiter der Philips GmbH, Hamburg.

zahnspannung erzeugen. Sägezahnförmige Schwingungen kommen im Klangbild fast aller Musikinstrumente und in den Hauptregistern der Pfeifenorgeln vor. Bislang ist es üblich, die Sägezahnschwingungen durch Integration von Rechteckschwingungen mit RC-Gliedern oder durch synchronisierte Sperrschwingergeneratoren zu erzeugen. Das erste Verfahren erfordert sehr viele Bauelemente, wobei die RC-Glieder für nahezu jeden Ton neu zu dimensionieren sind. Der zweite Generatortyp hat einen hohen Innenwiderstand, und die Synchronisation jedes Sperrschwingers muß einzeln abgeglichen werden. Mit der integrierten Schaltung SAH 220 läßt sich auch bei kleineren Orgeln mit noch vertretbarem Aufwand ein Sägezahngenerator in wenigstens einigen Fußlagen aufbauen. Entsprechend der Amplitudenverteilung der Oberwellen in der Sägezahn- und Rechteckschwingung, läßt sich durch Addition dreier Rechteckschwingungen eine Oberwellenverteilung wie beim Sägezahn erreichen, in der nur die 8. und die 13. Oberwelle nicht mehr enthalten sind.

Diese Treppenspannung ist zusammengesetzt aus Rechteckschwingungen mit der Grundfrequenz, der doppelten und der vierfachen Frequenz, wobei die doppelte Frequenz mit der Hälfte und die vierfache mit einem Viertel der Amplitude der Grundschwingung auftreten. Eine grundsätzliche Schaltung für ein Treppenspannungs-Netzwerk zeigt Bild 4. Die Addition erfolgt mit den Widerständen R_1 , R_2 , R_3 gegen den Additionspunkt bei R_A .

Wie bei jedem starr gekoppelten Generatorsystem, wird auch hier bei Anwendung eines Frequenzvibrators ein belebender musikalischer Effekt erzielt. Bild 5 zeigt die Schaltung eines geeigneten Vibrato-Generators. Die Ausgangsspannung enthält keinen Gleichspannungsanteil, so daß der Oszillator beim Zuschalten des Vibrators nicht verstimmt wird. Wichtig ist es, für die Z-Diode im Rückkopplungsweig einen Legierungstyp zu verwenden (beispielsweise BZY 88, C 5 V 6), weil Planardioden einen zu abrupten Zenerdurchbruch haben, der stärkere und damit hörbare Verzerrungen in der weitgehend sinusförmigen Ausgangsspannung hervorruft.

Kapazitätsdioden im 8-MHz-Mutter-Oszillator eröffnen eine Reihe zusätzlicher musikalischer Möglichkeiten wie beispielsweise die einfache Anpassung der Orgel an die Stimmung anderer Instrumente oder ein Glissando oder auch eine Hawaii-Stimmung. Die Schaltung nach Bild 3 wurde entsprechend geändert (Bild 6). Ein Transponieren der

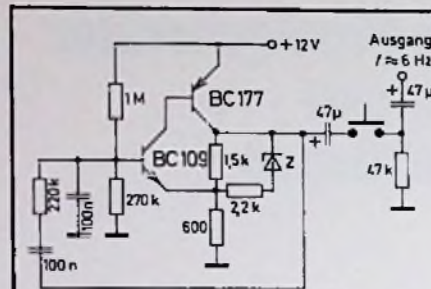


Bild 5. Stromlaufplan des Vibrato-Generators

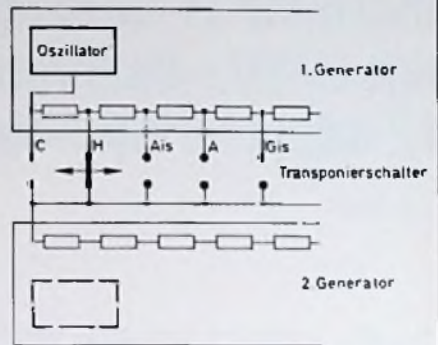
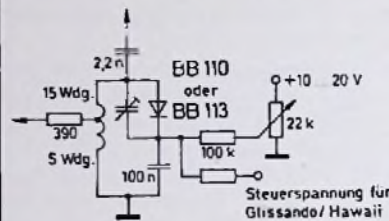
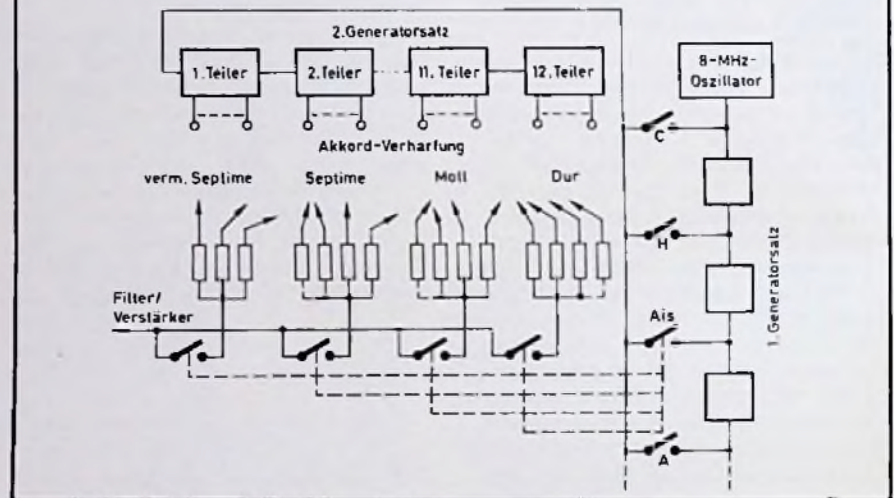


Bild 7. Schema der Transponierung mit Halbtönen

Bild 6. Prinzip des 8-MHz-Oszillators mit Abstimmung durch Kapazitätsdioden

Bild 8. Schaltung für Begleitakkorde



Orgel in festen Halbtönen ist mit Hilfe eines zweiten Generator-Satzes möglich, bei dem allerdings nur die Teiler für das Frequenzverhältnis $1:\sqrt{2}$ benutzt werden. Bild 7 zeigt das Prinzip dieser Anordnung. Dadurch wird das Spielen in „schwierigen“ Tonarten oder auch das Zusammenspiel mit transponierenden Instrumenten, die beispielsweise in B oder Es gestimmt sind, sehr erleichtert.

Eine Weiterentwicklung dieser Transpositionsmöglichkeit zur Erzeugung vollständiger Begleitakkorde hat v. d. Wal angegeben [7], zum Beispiel für die linke Hand bei einem elektronischen Akkordeon oder auch für Harmonietasten an der Orgel (Bild 8). Wird ein Akkord-Schalter gedrückt, so bestimmt der in derselben Reihe liegende Kontakt am Ausgang des 1. Generatorsatzes die Tonhöhe für den 2. Generatorsatz, mit dessen Hilfe die entsprechenden Akkorde oder Harmonien erzeugt werden. Es sind also nur noch zwei Kontakte je Taste und ein geringer Auf-

wand an Widerständen für die Akkordbildung und die Verharfung erforderlich.

Schrifttum

- [1] Gossel, D.: Digitale Erzeugung musikalischer Tonintervalle. Philips Tech. Rdsch. Bd. 25 (1963/64), Nr. 10/11, S. 423-429.
- [2] Dietz, J.: Tonerzeugung in elektronischen Orgeln. Funkschau Bd. 40 (1968), Nr. 20, S. 646.
- [3] Franssen, N. V.; von der Peet, G. O.: Digitale Tonerzeugung für ein transponierendes elektronisches Tasteninstrument. Philips Tech. Rdsch. Bd. 31 (1970/71), Nr. 11/12, S. 371-382.
- [4] Franssen, N. V.: A new electronic organ circuit. Interne Notiz vom 23. August 1971.
- [5] Jakits, O.: Integrierte Injektionslogik, ein neuartiges Prinzip für Digitalschaltungen. Valvo-Ber. Bd. 18 (1974), Nr. 1/2, S. 215-226.
- [6] Towers, T. D.: Die Transistor-Elektronenorgel. Funkschau Bd. 39 (1967), Nr. 4, S. 103.
- [7] v. d. Wal, J.: Tone generator with integrated circuit SAH 220 for electronic musical instruments. Interner Bericht v. 3. Juli 1973. News report on integrated circuits for electronic organs. Philips Elcoma News Rep. No. 74 901 (April 1974).

Funktionsbedingungen für Vorfunkkenstrecken in Kfz-Zündanlagen

H. MEIER

Funkkenstrecken vor den Zündkerzen von Kfz-Zündanlagen verringern bei richtiger Dimensionierung Zündenergieverluste auf ein praktisch vernachlässigbares Maß. Sie vermeiden damit Zündaussetzer, die sonst infolge der unter bestimmten Betriebsbedingungen auftretenden Isolationsverschlechterungen – beispielsweise im Stadtverkehr, bei längeren Bergabfahrten infolge Verrußens der Zündkerze und durch Kondensate beim Kaltstart – vor allem bei hochverdichtenden Otto-Motoren entstehen. Der Beitrag diskutiert die Bedingungen, unter denen eine Funkkenstrecke in Metall-Keramik-Technik mit etwa 10 kV Zündspannung und 0,3 pF Eigenkapazität arbeitet. Die Siemens-Funkkenstrecke FS 10 erfüllt diese Bedingungen.

1. Vorfunkkenstrecken in Zündanlagen von Otto-Motoren

Verminderte Isolationswiderstände von Zündkerzen können bei Unterbrecher- und üblichen Transistor-Zündanlagen wegen des langsamen Spannungsanstiegs von 0,3 kV/ μ s Störungen der Zündungen zur Folge haben (s. Abschnitt 2). Durch einen extrem steilen Spannungsanstieg, wie er beispielsweise mit Thyristor-Zündanlagen erreichbar ist, lassen sich solche Störungen vermeiden. Diese Zündanlagen jedoch haben bisher aus verschiedenen Gründen noch keinen breiteren Einsatz gefunden.

Vorfunkkenstrecken zum Erreichen eines über 100mal schnelleren Spannungsanstiegs sind schon in den 30er Jahren vorgeschlagen worden, haben aber bis in die jüngere Zeit keine Anwendung gefunden. Erst in den letzten Jahren wurde diese Idee wieder aufgegriffen, weil die modernen, hochverdichtenden Otto-Motoren härtere Bedingungen an die Zündsicherheit stellen. Außerdem begünstigen die heutigen Forderungen nach minimaler Luftverschmutzung und niedrigem Treibstoffverbrauch den Einsatz von Vorfunkkenstrecken. Ihre Wirkung besteht im Prinzip darin, daß sie bis zum Erreichen einer für das sichere Zünden der Kerze ausreichenden Spannung die Zündkerze von der Hochspannungsquelle trennen und dann relativ niederohmig durchschalten; dadurch entsteht an der Zündkerze ein Spannungsanstieg von der Größenordnung 100 kV/ μ s.

Dr. Heinz Meier ist Mitarbeiter im Unternehmensbereich Bauelemente der Siemens AG, München

Es liegt nahe, die Vorfunkkenstrecke in die Zündkerze einzubauen. Handelsübliche Kerzen mit Luft-Funkkenstrecke haben allerdings den Nachteil, daß die Zündspannung der Vorfunkkenstrecke zu niedrig ist, um wirksam zu sein. Außerdem sind wegen der zusätzlichen HF-Störstrahlung der Funkkenstrecke geschirmte Kerzenstecker ohnehin erforderlich.

Aus diesem Grunde bietet sich eine in den geschirmten Kerzenstecker eingebaute Vorfunkkenstrecke an, deren Lebensdauer der des Motors entspricht. Wegen der Temperaturbelastung empfiehlt sich die auch mechanisch robuste Ausführung in Metall-Keramik-Technik mit Hartlot. Auch der Isolator des Kerzensteckers sollte zweckmäßigerweise aus keramischem Material sein, weil an ihm Temperaturen bis 200 °C auftreten können.

Die auf dieser Basis von Siemens konzipierte Funkkenstrecke FS 10 ist in Bild 1 und Bild 2 dargestellt.

Kurzdaten

Zündspannung:

$$U_z = 8 \dots 11 \text{ kV (bei 50 Hz)}$$

$$\leq 13 \text{ kV (bei 1 Hz)}$$

Kapazität: $C \approx 0,3 \text{ pF}$.

Wegen ihrer geringen Abmessungen kann die FS 10 in Kerzenstecker eingebaut werden, die nur geringfügig länger als übliche, geschirmte Stecker sind.

2. Zündenergieverluste bei Zündanlagen ohne Funkkenstrecke

Im Bild 3 ist vereinfacht der Hochspannungskreis für Unterbrecher- und Transistor-Zündanlagen dargestellt. Der

Einfachheit halber wurde der Verteiler, der eine praktisch unwirksame Funkkenstrecke mit 1...2 kV Zündspannung bildet, nicht gezeichnet. Der Gesamtwiderstand des Hochspannungskreises, bestehend aus dem Innenwiderstand R_i der Zündspule und mehreren der Hochfrequenzentstörung dienenden Einzelwiderständen, ist in R_v zusammengefaßt. Die Kapazität C enthält die Wicklungskapazität der Spule und die Kapazitäten von Verteiler und Hochspannungskabeln. Für die Betrachtung der Zündenergieverluste ohne Funkkenstrecke ist letztere zunächst als überbrückt zu betrachten.

Der Spannungsverlauf (Bild 4) an der Zündspule bei Unterbrecher- oder Transistor-Zündanlagen ohne angeschlossene Zündkerze entspricht etwa einer ge-



Bild 1. Ansicht der Funkkenstrecke FS 10

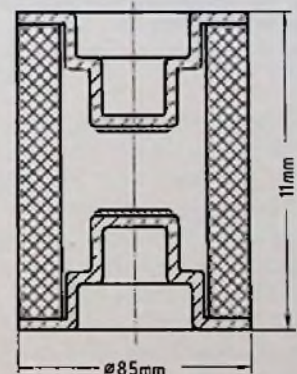


Bild 2. Schnitt durch die Funkkenstrecke FS 10

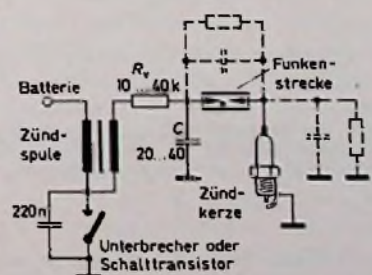


Bild 3. Vereinfachte Darstellung des Hochspannungskreises (ohne Verteiler) für Unterbrecher- und Transistor-Zündanlagen

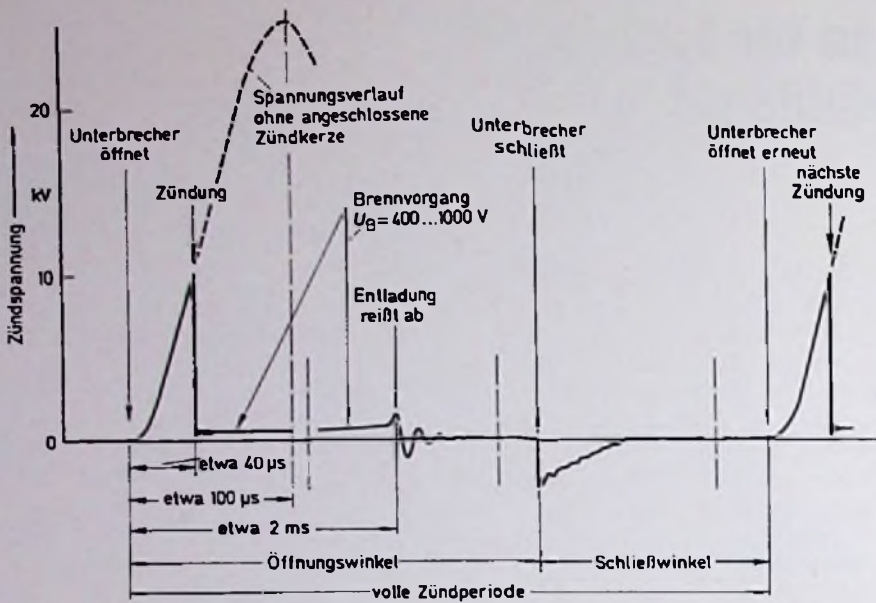


Bild 4. Spannungverläufe an der Zündspule während einer vollen Zündperiode

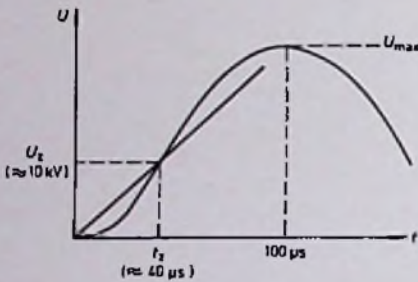


Bild 5. Zur Berechnung des Energieverlusts bis zur Kerzenzündung

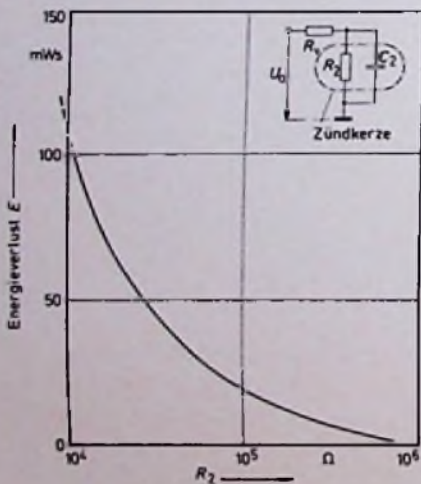


Bild 6. Energieverlust E als Funktion des Isolationswiderstands R2 der Zündkerze für die im Text angegebenen Betriebsbedingungen

Bild 7. Verlauf der Zeitkonstante für den Übergang von kapazitiver zu ohmscher Spannungsteilung als Funktion des Isolationswiderstands R2 der Zündkerze; Parameter: Isolationswiderstand R1 der Funkenstrecke

dämpften, 2,5-kHz-Sinusschwingung und einem Einschwingvorgang, der im wesentlichen durch den Kondensator am Unterbrecher (typischer Wert 0,2 µF) und die Werte von L und R₁ der Primärspule gegeben ist. Der Spannungsanstieg bis zum Maximum dauert etwa 100 µs. Der Zündesatz der Kerze hängt von der Zylinderfüllung und vom Elektrodenabstand ab. Mittlere Werte liegen bei 10 kV, die Maximalspannung

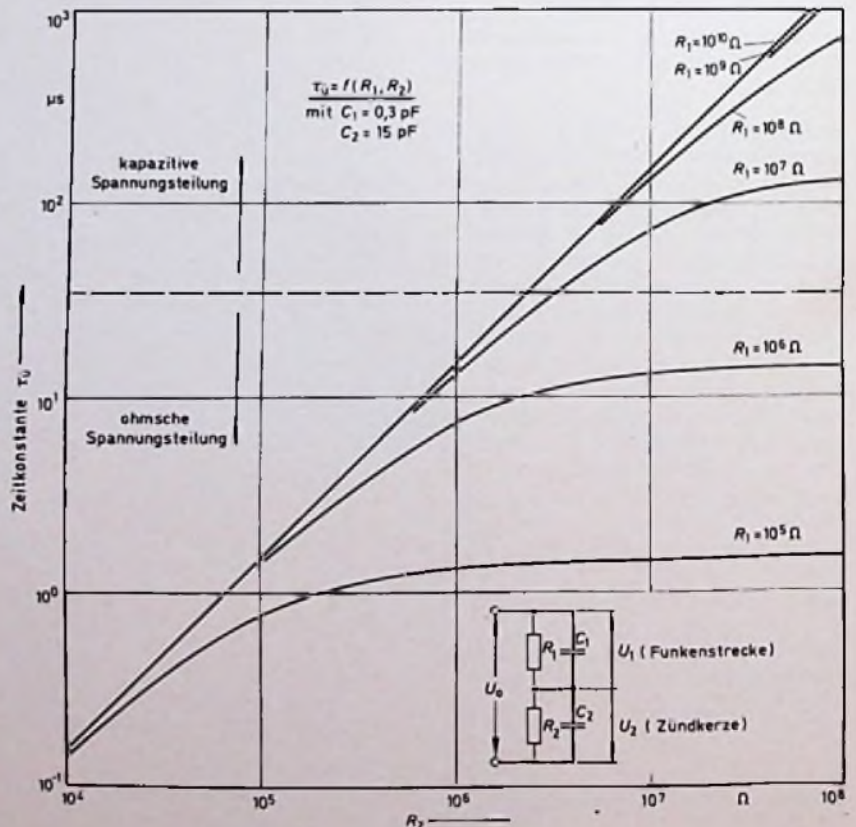
gen U_{max} der unbelasteten Zündspule je nach Typ zwischen 20 und 27 kV.

Es sei hier diskutiert, welche Energie am Ableitwiderstand der Zündkerze und am gesamten Innenwiderstand R_v (Zündspule, Entstörwiderstände) bis zum Zündesatz der Kerze bei Betrieb ohne Vorfunkenstrecke verlorenght.

Zündspulen liefern primäre Energien von etwa 0,1 Ws. Davon geht infolge nicht optimaler magnetischer Kopplung (Streifeldtransformator) sowie durch den eine Funkenstrecke bildenden Verteiler und — im durchgezündeten Zustand — durch den gesamten Widerstand des Hochspannungskreises ein beträchtlicher Anteil als Verlust verloren. An der Zündkerze stehen bei idealem Isolationswiderstand deshalb höchstens Energien von etwa 0,05 Ws zur Verfügung. — Die Zeitkonstante R_v · C₂ für den Spannungsanstieg an der Zündkerze ist gegenüber der Anstiegszeit des Generators (etwa 40 µs) vernachlässigbar.

Für die vereinfachte Berechnung der bis zum Zünden der Kerze verlorengangenen Energie sei linearer Spannungsanstieg angenommen (Bild 5). Der Energieverlust bis zur Kerzenzündung ist dann

$$E = \frac{U_z^3 \cdot t_z}{3 \cdot U_{max} \cdot R_2} \left(1 + \frac{R_v}{R_2} \right)$$



Damit ergeben sich die im Bild 6 aufgezeichneten Energieverluste ($R_v = 20 \text{ k}\Omega$, $U_0 = 25 \text{ kV}$, $U_z = 10 \text{ kV}$, $t_z = 40 \text{ }\mu\text{s}$). Bei Isolationswiderständen der Zündkerze in der Größenordnung von $100 \text{ k}\Omega$ ist mit Zündaussetzern zu rechnen, weil bereits ein erheblicher Energieanteil vor dem Zünden der Kerze verlorengegangen ist.

3. Betrieb mit Funkenstrecke

Zur Frage der zeitlichen Reihenfolge der Zündung von Vorfunkenstrecke und Zündkerze ist folgendes zu sagen: Zu Beginn liegt kapazitive Spannungsteilung zwischen Funkenstrecke und Zündkerze vor. Die Funkenstrecke FS 10 hat $0,3 \text{ pF}$ Kapazität, Zündkerzen haben Kapazitäten zwischen 10 und 20 pF . In diesem Zeitabschnitt ist also die Spannung an der Funkenstrecke 30mal höher als an der Zündkerze (Bild 7).

Unter Berücksichtigung der möglichen Isolationswiderstände der Funkenstrecke (R_1) und der Zündkerze (R_2) geht diese kapazitive Spannungsteilung in eine ohmsche Teilung über, und zwar mit der Zeitkonstante

$$\tau_{\text{Ü}} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} (C_1 + C_2) \cdot$$

Werte für diese Übergangs-Zeitkonstante in Abhängigkeit von R_1 und R_2 lassen sich Bild 7 entnehmen.

Der von der Zündspule eingepreßte Anstieg der Spannung U_0 bis zum Zünden der Funkenstrecke dauert $30 \dots 40 \text{ }\mu\text{s}$. Ist $\tau_{\text{Ü}}$ deutlich kleiner als diese Zeit, so ergibt sich bereits ohmsche Spannungsteilung, ist sie merklich größer, dann liegt noch kapazitive Spannungsteilung vor.

Erfahrungsgemäß arbeitet die Funkenstrecke bis zu $R_1 \approx 10^7 \text{ }\Omega$ herab einwandfrei. Solche Isolationswerte werden aber erst nach mehr als 10^8 Funken erreicht, entsprechend einer Fahrstrecke von mehr als $100\,000 \text{ km}$. Erst danach erreicht die Zündspannung der Funkenstrecke Werte zwischen 6 und 7 kV , bei denen sie unwirksam wird, das heißt, sie bietet dann keinen Vorteil mehr, und die Zündanlage funktioniert wie eine Anlage ohne Funkenstrecke. Ist im Isolationsbereich $R_1 \geq 10^7 \text{ }\Omega$ der Isolationswiderstand der Kerze $R_2 \geq R_1$, dann liegt noch kapazitive Spannungsteilung vor, und die Funkenstrecke zündet somit zeitlich vor der Kerze. Bei $R_2 \approx 3 \cdot 10^6 \text{ }\Omega$ erfolgt Übergang zu ohmscher Spannungsteilung. Das Teilerverhältnis ist jedoch dann unter Berücksichtigung von $R_1 \geq 10^7 \text{ }\Omega$ so, daß die Funkenstrecke auch bei schlechteren Isolationswerten der Zündkerze eine deutlich höhere Spannung hat. Mit ihrer Zündspannung wird der Durchbruch der Zündkerze eingelei-

tet, ohne daß vorher wesentliche Zündenergie verlorengeht.

Unter allen denkbaren Isolationsverhältnissen ist somit sichergestellt, daß die Funkenstrecke zur Vermeidung vorheriger Energieverluste Zündspule und

Zündkerze bis zu einer Spannung trennt, die zur Zündung der Kerze ausreicht. Voraussetzung ist dabei, daß die Zündspannung der Funkenstrecke etwa der Zündspannung der Zündkerze entspricht.

Funkpionier Wilhelm T. Runge 80 Jahre



Zu den Pionieren der Rundfunk- und Radartechnik zählt Professor Dr.-Ing. Dr.-Ing. E. h. Wilhelm T. Runge, der am 10. Juni sein 80. Lebensjahr vollendet. Geboren wurde der Wegbereiter moderner Funktechnik 1895 in Hannover, der Vater war Mathematik-Professor. Der große Erfolg der richtungweisenden Arbeiten des Jubilars zeigt sich in über 100 Patenten und zahlreichen nationalen und internationalen Auszeichnungen.

Nach dem Studium promovierte Runge mit einer Dissertation über selbsterregte Schwingungen beim Zwischenkreis-Röhrensender. Bereits diese Schrift ließ die Fachwelt aufhorchen, denn in ihr erläuterte er auf anschauliche Weise Hochfrequenzprobleme, die damals noch recht unübersichtlich waren. Dr.-Ing. Wilhelm T. Runge trat 1923 in das Empfängerlabor von Telefunken in Berlin ein, ein Jahr darauf übernahm er dessen Leitung. Er sorgte dafür, daß die Fertigung vom Detektor auf Röhrengeräte umgestellt wurde, entwickelte

das „Super“-Prinzip zur Serienreife und erarbeitete für die gesamte Empfängerentwicklung exakte meßtechnische Grundlagen, die heute noch Gültigkeit haben. Zu Beginn der dreißiger Jahre befaßte sich Professor Runge mit der Erschließung der Dezimeterwellen, deren Bedeutung er früh erkannte. Seine Forschungsergebnisse wurden die Basis des modernen Richtfunks und der Rückstrahltechnik, die als Radar zu einem Begriff geworden ist. Der erfolgreiche Forscher, dem 1936 die Leitung aller Hochfrequenzlaboratorien von Telefunken übertragen wurde, setzte Marksteine nicht nur für die Funknavigation und Ortung, sondern auch für den mobilen Sprechfunk.

Nach dem Zweiten Weltkrieg, dessen Ende Dr.-Ing. Runge als Leiter eines Instituts der Versuchsanstalt für Luftfahrt erlebte, kehrte er zu Telefunken zurück und baute die Entwicklung und das Forschungsinstitut in Ulm auf. Von 1953 bis 1964 lehrte er als Honorarprofessor an der Technischen Universität Berlin, die ihm 1966 die Ehrendoktorwürde verlieh. 1953 wurde er in den wissenschaftlichen Ausschuß des VDE berufen. Mehrere Jahre war er Mitglied des Vorstands der Nachrichtentechnischen Gesellschaft (NTG). Professor Runge wurde ausgezeichnet als Rundfunkpionier, erhielt die Goldene Ehrennadel der Gesellschaft für Ortung und Navigation sowie den VDE-Ehrenring. Vom Vorstand des „Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc“ in New York wurde er 1974 zum „Fellow des IEEE“ ernannt, das damit seine Verdienste auf dem Gebiet der Mikrowellentechnik würdigte.

Aeronomie-Satellit AEROS

E. HEITZ

Die Konzeption des Satelliten AEROS beruht auf einem Vorschlag von Dornier System und wurde von der Gesellschaft für Weltraumforschung gemeinsam mit der NASA unter mehreren Firmenentwürfen ausgewählt. Dornier System wurde im April 1970 als Hauptauftragsnehmer bestimmt. Der Satellit AEROS A wurde mit Hilfe einer Trägerrakete vom Typ SCOUT im Herbst 1972 in seine Umlaufbahn gebracht. Die verbesserte Ausführung ist seit Herbst 1974 im Weltraum. Die wissenschaftliche Mission erforderte die Durchführung von Messungen in der oberen Atmosphäre über eine Dauer von sechs Monaten, wobei ein Anfangsapogäum von 800 km und ein Perigäum von 230 km erreicht werden sollte.

Aufbau und Aufgaben

Die wissenschaftliche Nutzlast des Aeronomie-Satelliten besteht aus: Impedanzsonde zur Messung der Elektronendichte, EUV-Spektrometer zur Messung solarer EUV-Strahlung, Gegenspannungsanalysator zur Messung der Elektronen- und Ionentemperaturen, Massenspektrometer zur Messung der Partialdichten von Ionen und Neutralteilchen, Temperaturmeßgerät NATE (NASA) zur Messung der Temperatur des neutralen N₂ und der Gesamtdichte von Neutralteilchen.

Wesentliche Forderungen an die Konfiguration des Satelliten AEROS wurden einmal durch die Richtungsabhängigkeit der Experimente, dann durch die Empfindlichkeit des Massenspektrometers gegen Ausgasungen des Satelliten erhoben. Dies führte zur Konzeption eines zylindrischen Satellitenkörpers, auf dessen Mantel Gegenspannungsanalysator, Massenspektrometer und Temperaturmeßgerät angebracht sind, während das EUV-Spektrometer in Richtung der Zylinderachse blickt. Die Stirnfläche des Satelliten ist mit Solarzellen belegt und ständig auf die Sonne gerichtet bzw. ausgerichtet. Die Instrumentenkapsel ist überall so abgedichtet, daß eine Störung des Massenspektrometers durch ausgasende Teile aus dem Innern des Satelliten vermieden wurde. Ein aktives magnetisches Lageregelungssystem diente zur Ausrichtung der drallstabilisierten Zylinderachse auf die Sonne; darüber hinaus bewerkstelligen es die notwendigen Lagemanöver, durch die Bahnkorrekturen mit Hilfe des Hydrazintriebwerkes eingeleitet zu werden.

(elektrisch leitendes Plasma aus angeregten Molekülen, Ionen, Elektronen) gleichzeitig mit der Ultraviolettstrahlung der Sonne gemessen werden. Dieses gleichzeitige Erfassen und Messen der Plasma-Eigenschaften führte zu einer systematischen Untersuchung der physikalischen Prozesse an der Grenze zum schwarzen Weltraum. Insbesondere wird dabei die Abhängigkeit von der Höhe, von der geographischen Breite und Länge sowie von der Tages- und Jahreszeit untersucht. Die Kenntnis der Physik der elektrisch leitfähigen obersten Atmosphäre war eine wichtige Voraussetzung zur Beurteilung der zukünftigen Möglichkeiten des Kurzwellenfunkens auf der Erde und für die Signalübertragung künftiger Nachrichtensatelliten.

Die Energieversorgung der elektronischen Systeme erfolgt durch die Sonne. Das Sonnenlicht wird durch 1300 Solarzellen auf der Satellitenoberfläche in elektrische Energie umgewandelt.

Bei Satelliten mit einer Missionsdauer von mehreren Monaten kommt entsprechend den heutigen technologischen Erkenntnissen als Energiequelle oder besser als Energieumformer besonders

Der Name AEROS deutet auf die wissenschaftliche Zielsetzung des Satelliten hin: Er sollte wichtige aeronomische Meßdaten zur Erforschung der physikalischen Zusammenhänge und Vorgänge in der Erdatmosphäre sammeln. Dabei sollten die Zusammensetzung, Dichte, Temperatur und elektrische Leitfähigkeit der oberen Atmosphäre

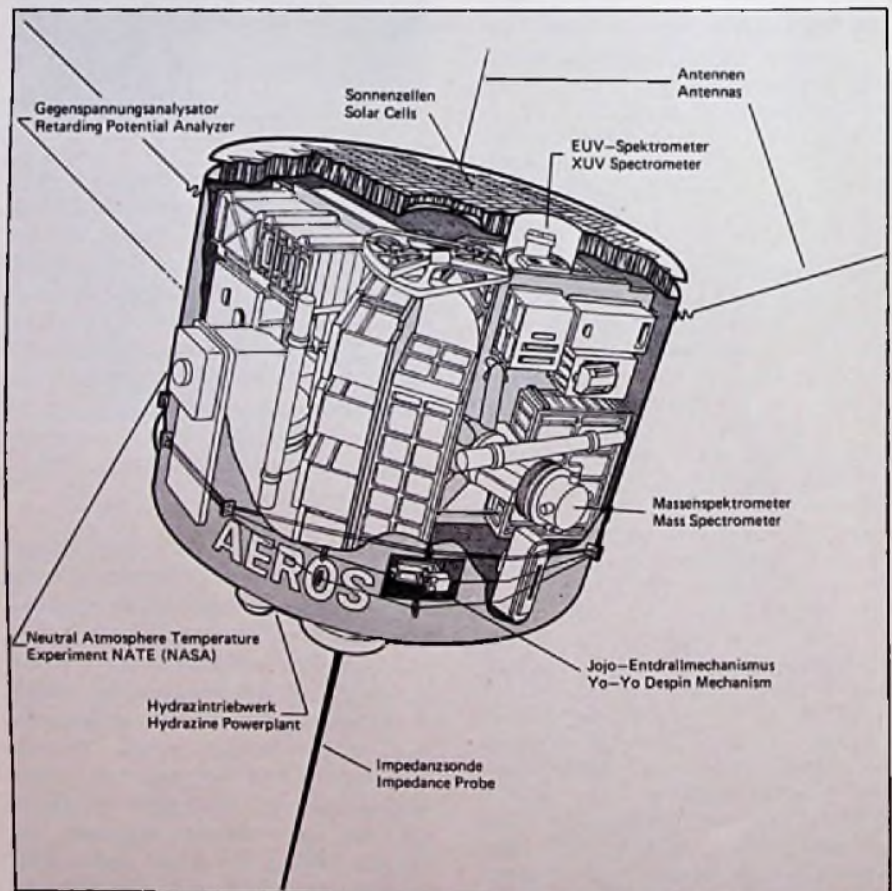


Bild 1. Satellit AEROS (Skizze der Baugruppen)

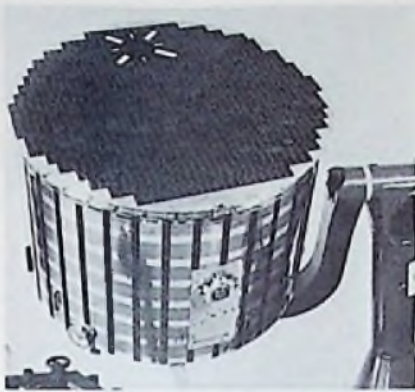


Bild 2. AEROS mit Solarzellen



Bild 3. Bauteilkomponenten des Satelliten

aus Gründen der Zuverlässigkeit und Gewichtsgründen ausschließlich die Solarzelle als Applikationsmöglichkeit eventuell alternativer Möglichkeiten in Frage. Hier wird Licht in elektrische Energie umgewandelt. An Energie lieferte eine Solarzelle von einer Abmessung von 20×20 mm unter Bedingungen, wie sie im Weltraum vorliegen, annähernd $57 \dots 51$ mW ($T = +28^\circ\text{C}$). Da ein Satellitensystem einen wesentlich höheren Leistungsbedarf und -verbrauch aufweist, werden Reihen- und Parallelschaltungen einzelner Solarzellen unabdingbar. Erst dadurch wird es möglich, die geforderten Leistungswerte zu realisieren.

Die in der Sonneneinwirkphase auftretende Überschußenergie wird von Batterien aufgenommen. Diese geben im intervallartigen Zyklus die gespeicherte Energie an die Satellitensysteme ab bzw. nehmen im entsprechenden Zyklus Energie auf. Erforderlich wurden bei

dem AEROS, da die Verbrauchersysteme auf geregelte Gleichspannung ausgelegt wurden, Energieversorgungssysteme mit Gleichspannungswandler, die aus divergierenden oder variablen Spannungen von Solargenerator und Batterie eine geregelte Spannung erzeugten. Zusammengefaßt wurde dieser Part der Energieversorgung als „Energieaufbereitung“. Dieses angesprochene Aufbereitungssystem bestand aus vier Gleichspannungswandlern. Dabei wurde durch die „übergeordnete Regelung“ der Leistungsfluß durch die drei Hauptwandler geregelt. Der Ladungszustand des Batteriespeichersystems, bestehend aus zwei Batterien, wurde über die Batterielogik überwacht und kontrolliert. Bei den Batterien handelte es sich um wiederaufladbare Silber-Zink-Batterien, mit einem Energiereservoir von je etwa 400-W-Stunden.

Das bei dem Satelliten angewandte Verfahren der Leistungsanpassung sowie den damit verbundenen Vorteilen wurden über größere Zeitspannen in den USA erprobt. Trotzdem kam es zu erheblichen Schwierigkeiten bei der technischen Realisierung, da diese Verfahren mit einem erheblichen Aufwand an Elektronik verbunden waren. Die gesamte Systemzuverlässigkeit stand unter diesen Auswirkungen. Aus diesem

Grund wurde erst einmal ein relativ einfaches Tracking-Verfahren in einem amerikanischen Satelliten (Survoyer) angewandt.

Flugtauglichkeitsnachweise

Prüfungen auf Komponentenebene haben den Zweck, Entwurfs- und Fertigungsfehler frühzeitig aufzudecken und die Ausfallwahrscheinlichkeit in den entsprechenden kostspieligeren Systemtests zu reduzieren. An einem speziellen Qualifikationsmodell ist dabei nachzuweisen, daß Funktion und spezifizierte Toleranzen unter höheren Belastungen eingehalten werden, als diese bei den Tests an der Flugeinheit oder Mission des Satelliten auftreten werden. Die Art der Prüfung entspricht im Prinzip der des Satelliten. Die in Prototyp und Flugeinheit eingebauten Komponenten und ihre Ersatzteile werden einer Abnahmeprüfung unterzogen, deren Belastung den erwarteten Werten entspricht.

Zweck der Prüfungen insgesamt ist es, die Einhaltung der spezifizierten Anforderungen an das Gesamtsystem auch während bzw. nach Belastungen, wie sie während Start, Aufstieg und Mission auftreten, nachzuweisen. Teilweise wirken diese Belastungen gleichzeitig auf

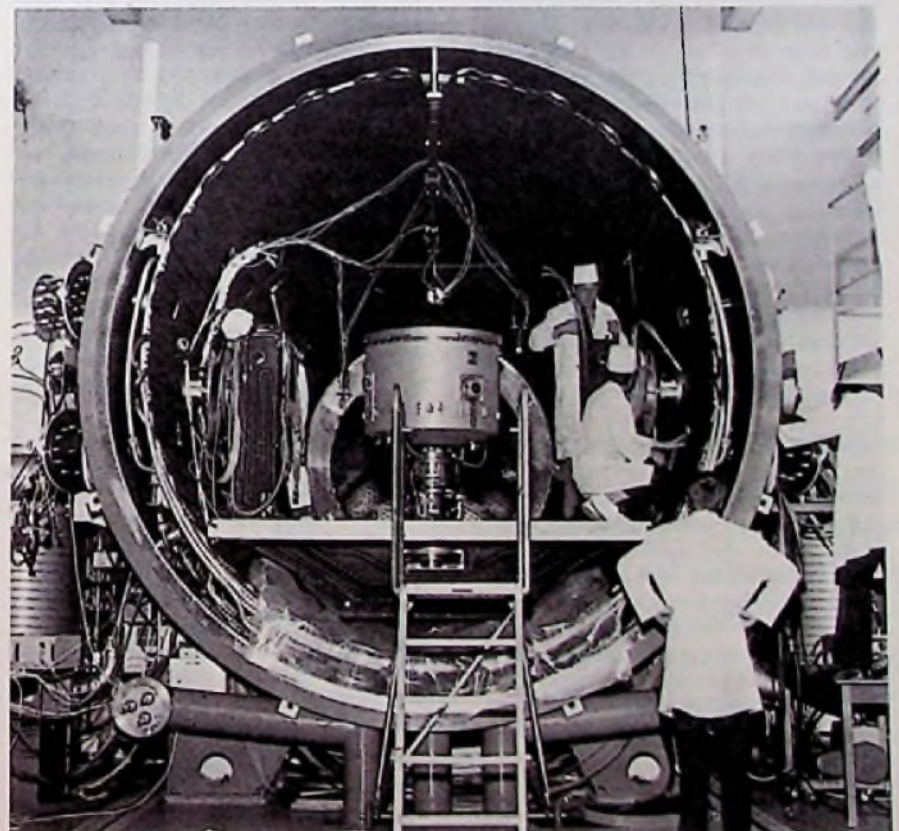


Bild 4. Einbringen des Satelliten in die Simulationskammer

den Satelliten. Theoretisch müßten sie auch gleichzeitig aufgebracht werden. Dies läßt sich aber technisch und kostenmäßig kaum realisieren. Es hat sich aber gezeigt, daß, wird eine Zerlegung der Einflüsse in einzelne Tests sinnvoll durchgeführt, der Prüfling auch der späteren kombinierten Belastung standhält.

Zu den physikalischen Messungen zählen: Gewichtsbestimmungen, Schwerpunktbestimmungen, Bestimmung des Trägheitsmoments und der statischen und dynamischen Unwucht; weiterhin speziell auf die Anforderung dieses Projektes bezogen: Optische Vermessung der Sensoren und Experimente, Dichtigkeitsprüfungen von Triebwerkssystem usw. und Ausgasratenbestimmung zur Überprüfung der Anforderung der beiden Massenspektrometer.

Spin-, Vibrations- und Beschleunigungsprüfung dienen hauptsächlich dazu, nachzuweisen, daß die bei Start und Aufstieg auftretenden Belastungen nicht die Funktion des Satelliten beeinträchtigen. Mit Temperatur- und Temperaturvakuumprüfung wird die thermische Belastbarkeit des Satelliten sowohl bezüglich Temperaturzyklen als auch hinsichtlich langzeitlichen Driftverhaltens oder Degradationseffekte überprüft. Die Weltraumsimulationsprüfung ist mit ihrer Nachbildung der Sonne, der Sonnen-/Schattenphasen, eines Vakuums von $< 10^{-6}$ Torr, des Kälteintergrundes des Weltraums von etwa -180°C und einer Emission $> 0,9$ und gleichzeitiger Nachahmung der Bewegung und Lage des Satelliten im Orbit die natürlichste Simulation der Weltraumbedingungen.

Weiterhin wird der Prototyp des Satelliten kurz vor dem Start in speziellen Prüfungen sowohl bei der deutschen Bodenstation in Weilheim als auch in Goddard mit den NASA-STADAN-STATIONS und in Dallas mit der Rakete auf Verträglichkeit untersucht. Damit soll sichergestellt werden, daß der Satellit Funk-Kommandos von der Bodenstation bzw. den Bodenstationen fehlerfrei empfängt und Meß- und Kontrolldaten vom Satelliten per Funk bei den Bodenstationen einwandfrei aufgenommen und verarbeitet werden. Ebenso sollen mechanische Verträglichkeitsprüfungen bei LTV in Dallas den Nachweis erbringen, daß keine mechanischen Interface-Probleme zwischen Satellit einerseits und Rakete bzw. Hitzeschutzschild andererseits bestehen, die das Befestigen des Satelliten auf der vierten Stufe und die Montage der Hitzeschutzschilde behindern.

Das Netz der Bodenstationen

Entsprechend den zu erfüllenden Missionen des Satelliten ergeben sich in



Bild 5. Elektronische Systemprüfung

dem Netz der Bodenstationen grundlegende Unterschiede, das für die sogenannten Aquisitions- bzw. Routinebetriebsphase zur Anwendung gelangt. Am Beginn der Mission stand bei dem AEROS die Forderung nach einer möglichst weitgehenden Echtzeitüberdeckung der Satellitenbahn, um das komplizierte Bahnkorrekturmanöver durchführen zu können. Hier stützte sich der Betrieb weitgehend auf das globale Stationsnetz STADAN der NASA. Dieses Netz war in der beschriebenen Phase für Datenempfang, Kommandoabgabe und Bahnvermessung verantwortlich. Die Einsatzsteuerung erfolgte durch das Goddard Space Flight Center der NASA. Nach Beendigung dieser Phase wurde die Betriebsführung an das deutsche Netz des GSOC übergeben. Zu diesem Zeitpunkt genügen bereits wenige Bodenstationen, die in der Lage sind, die Banddaten des Satelliten abzurufen. Für den Datenempfang wie für die Kommandoabgabe bediente man sich der deutschen Bodenstation bei Weilheim, der beiden polaren Stationen in Kevo/Finnland und Ft. Churchill/Kanada. Die Missionsleitung lag im Satellitenkontrollzentrum Oberpfaffenhofen. Auf Grund der niedrigen Umlaufbahn hatte die Zentrale Deutsche Bodenstation (ZDBS) täglich im Durchschnitt nur wenige Minuten Kontakt mit dem Satelliten. Dies war die Ursache dafür, daß ein relativ aufwendiges Überwachungsprogramm notwendig wurde.

Die Empfangsanlagen der ZDBS wurden bereits für den ersten deutschen Forschungssatelliten Azur verwendet. Diese polaren Bodenstationen mußten,

da die Anforderungen des Projektes AEROS erheblich erweitert wurden und zu höheren Anforderungen an das Bodennetz führten, um eine Sendeanlage (Kommandosendeanlage) sowie um die Steuerelektronik erweitert werden. Berücksichtigt wurde bei der Konzeption, daß man sich hier nicht nur auf Satelliten mit polaren Umlaufbahnen festlegte. Deshalb wurde die Anlage so ausgelegt, daß die komplette Kommandosendeanlage einschließlich Antenne und Steuerelektronik in einen Shelter eingebaut werden konnte, wodurch die geforderte Mobilität erreicht wurde. Dieser Shelter ist in der Lage, zusätzliche Empfangsanlagen aufzunehmen. Die Sendeanlage wurde deshalb so konzipiert, daß sie auf Empfang umrüstbar ist. Der Shelter kann innerhalb kurzer Zeit auf festem Untergrund betriebsfertig aufgestellt werden.

In Weiterführung des AEROS-Satellitenprogrammes wurde im Sommer 1974 eine zweite Flugeinheit gestartet. Dieser Satellit führte zusammen mit dem amerikanischen „Atmospheric Explorer C+D“ ein gemeinsames Meßprogramm durch, um die begonnene Erforschung der oberen Erdatmosphäre fortzusetzen. Der Satellit AEROS wurde im Auftrag des BMFT Bundesministerium für Forschung und Technologie, vertreten durch die GfW (Gesellschaft für Weltraumforschung) von der DORNIER GmbH als Hauptauftragnehmer entwickelt und gebaut.

Die Abhandlung wurde durch die freundliche Unterstützung der Dornier-Pressestelle, die auch das Bildmaterial zur Verfügung stellte, ermöglicht.

Elektrische Störbeeinflussung und ihre Beseitigung in elektronischen Geräten und Anlagen

K. H. P. BIENEK

In elektronischen Geräten und Anlagen können unerwünschte Funktionsstörungen eintreten, die insbesondere von elektrischen Störpulsen, Störsignalen, Störspannungen, Funkstörungen und anderen elektrischen Störeinflüssen (im folgenden Störsignale genannt) stammen. Die Mehrzahl der Störsignale gelangt leitungsgebunden und drahtlos über Netz- und Steuerleitungen, über Eingabe- und Verbraucherleitungen sowie über Meßwertgeber und die Last in die Elektronik. Störsignale werden aber auch von internen mechanischen und elektronischen Schaltvorgängen, von defekten Bauelementen, falscher Dimensionierung, falscher Leitungsführung usw. verursacht und über Netz-, Eingangs- und Ausgangsleitungen verschleppt.

Um Geräte und Anlagen möglichst wenig störanfällig und störungsstrahlungssicher zu gestalten, können verschiedene Schutzmaßnahmen getroffen werden: zum Beispiel Unterdrücken von Schaltfunken an der Störquelle mit spannungsbegrenzenden Bauelementen, Unterdrücken der nieder- und hochfrequenten Störsignale mit geeigneten Filtern und Netzwerken, Verringern der Kopplungen zwischen möglichen Störern und störempfindlichen Punkten innerhalb der Geräte und Anlagen, Verbessern des Verhältnisses von Nutzenergie zu Störenergie bei externen Gebern, Arbeiten mit eingepprägten Stromsignalen statt Spannungssignalen, Abschirmen und Verdrillen empfindlicher Leitungen, Abschirmen von störemp-

findlichen Bauelementen. Die Maßnahmen zur Entstörung sind abhängig von Amplitude, Frequenz, Zeitdauer und Impulsform einwirkender Störsignale, von der Empfindlichkeit verwendeter Geber, Verstärker, Schaltkreise, von der Wahl des Meßverfahrens, von den Kopplungsverhältnissen usw. Um optimal zu entstören, müssen alle Einflüsse auch quantitativ bekannt sein. Das ist in der Regel bei Störeinflüssen, die vom eigenen System kommen, möglich. Die Gesamtheit der externen Störbeeinflussungen ist jedoch schwer erfassbar. Es ist somit sinnvoll, grundsätzlich einen gewissen Entstöraufwand zu treiben, auch wenn dies vielleicht nicht in allen Fällen notwendig scheint. Eine wirksame und wirtschaftliche Entstörung setzt Kenntnisse über die Ursachen der Störsignale und über die erforderlichen Entstörmassnahmen und ihre Bauelemente voraus.

Der Beitrag gibt einführend einen allgemeinen Überblick über die verschiedenartig auftretenden Störeinflüsse, ihre Ursachen und Maßnahmen zu ihrer Beseitigung. Anschließend werden die bekannten Bauelemente zur Beseitigung von Störsignalen behandelt. Weiterhin werden Maßnahmen zur Herabsetzung der Störempfindlichkeit von transistorbestückten und integrierten Schaltungen besprochen und Problemlösungen für den Aufbau von Baugruppen und Leitungssystemen sowie Erdungsanlagen gegeben. Abschließend wird ein aktuelles Problem, die Entstörung von Stromkreisen mit steuerbaren Halblei-

terventilen, behandelt. Auf die Störbeeinflussung in Gleichstrom-, Wechselstrom- und Drehstromkreisen wurde nicht gesondert eingegangen, da im wesentlichen alle hier besprochenen Bauelemente und Maßnahmen auch eine Störminderung in diesen Kreisen mit bewirken.

Der Beitrag beschränkt sich bewußt auf allgemein verständliche Grundlagen zur Störbeseitigung und verzichtet auf mathematische Darstellungen und Formelsammlungen, da hierfür genügend speziell informierendes Schrifttum zur Verfügung steht.

Für die Beseitigung elektrischer Störeinflüsse in Geräten und Anlagen ist die Beachtung nachstehender VDE-Vorschriften oder DIN-Normen erforderlich:

VDE 0800 Teil 1 (5.70), Teil 2 (4.73), Teil 3 (5.70) — Bestimmungen für Errichtung und Betrieb von Fernmeldeanlagen einschließlich Informationsverarbeitungsanlagen —

VDE 0855 Teil 1 (7.71), Teil 2 (5.64) — Bestimmungen für Antennenanlagen — VDE 0871 (3.68) — Bestimmungen für die Funk-Entstörung von Hochfrequenzgeräten und -anlagen —

VDE 0872 (7.72) — Bestimmungen für die Funk-Entstörung von Ton- und Fernseh-Rundfunkempfängern —

VDE 0874 (10.73) und DIN 57 874 (10.73) — VDE-Leitsätze für Maßnahmen zur Funk-Entstörung —

VDE 0875 (7.71) — Bestimmungen für die Funk-Entstörung von Geräten, Maschinen und Anlagen für Nennfrequenzen von 0 bis 10 kHz —

VDE 0879 Teil 1 (9.66), Teil 1a (7.72), Teil 2 (1.58) — Funk-Entstörung von Fahrzeugen und Aggregaten mit Verbrennungsmotoren —

DIN 50 006 (Entwurf 7.73, entspricht VDE 0838) — VDE-Bestimmungen zur

BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION

Wußten Sie schon, daß...

- ... BERU Pionierarbeit bei der Funkentstörung geleistet hat
- ... BERU ständig einen Spezialmeßwagen bei der Automobilindustrie im Einsatz hat
- ... BERU-Funkentstörmittel von Automobilherstellern geprüft und mit Teile-Nummern versehen werden



- ... BERU-Funkentstörmittel die Funktion des Fahrzeuges nicht beeinträchtigen
- ... BERU-Funkentstörmittel in kompletten Sätzen mit Einbauanleitung angeboten werden — für jeden wichtigen Wagentyp
- ... BERU zu den Besten gehört

BERU, 714 Ludwigsburg



4 B 75

BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION · BERU-INFORMATION

Begrenzung von störenden Rückwirkungen in Stromversorgungsnetzen, die durch Elektrogeräte für den Hausgebrauch und ähnliche Zwecke mit elektronischen Steuerungen verursacht werden —

DIN 57 411 (10.73, entspricht VDE 0411) — VDE-Bestimmungen für elektronische Meßgeräte und Regler —

1. Einleitung

Die elektrische Störbeeinflussung ist im wesentlichen auf Funkenbildung zurückzuführen. Sie entstehen prinzipiell beim Stromfluß durch elektromagnetische Felder. Bei Geräten und Anlagen in Relais-technik traten Störbeeinflussungen nur gelegentlich auf. Erst seit Einführung elektronischer Bauelemente mit hochempfindlichen, schnellen und mit hohen Eingangsimpedanzen bestückten Schaltern, Schaltkreisen, Meßverstärkern usw. in Geräten und Anlagen der Meßtechnik, Automatisierung, Datenverarbeitung usw. beschäftigte man sich intensiv an der wirksamen Minderung elektrischer Störer. Wegen elektrischer Störsignale kann es hierbei zu Fehlschaltungen, im Extremfall zu Bauelementausfällen infolge zu hoher beeinflusster Spannung kommen. Die Maßnahmen zur Entstörung können unterteilt werden in die aktiver und passiver Art. Zur aktiven Entstörung gehört das Begrenzen und Beseitigen der Störquelle, während die passive Entstörung das Verringern und Beseitigen der Wirkungen der Störquelle umfaßt.

Ziel der Entstörungsmaßnahmen ist es, Störeinflüsse von den Eingängen von elektronischen Schaltern, Kippstufen, Verstärkern, von den Zuleitungen empfindlicher Meßwertgeber usw. fernzuhalten. Neben der Dimensionierung der Schalter, Verstärker usw. haben Ansteuernetzwerke einen Einfluß auf mögliche Empfängerwirkung von Störsignalen. Zu den Ansteuernetzwerken gehören beispielsweise Vorschaltwiderstände, Spannungsteiler, Integrierglieder, Begrenzungsdiolen. Durch Verkopplungen über elektrische Felder, magnetische Felder und über galvanische Verbindungen zwischen beeinflussenden und beeinflussten Kreisen kann eine elektrische Störbeeinflussung begünstigt werden. Diese Kopplungsarten sind hauptsächlich von Leitungsführungen und der Lage der Erd- oder Abschirmpunkte abhängig. Verkopplungen bestehen nicht nur zu systemeigenen Störquellen, sondern auch zu systemfremden. Sie sind besonders problematisch, weil sie erst bei ihrem Betrieb auftreten, und ihre Leistungsverhältnisse und Frequenzspektren für den Entwickler oder Anwender nicht immer vorausbestimmbar sind.

Oft ist eine passive Entstörung in genügendem Maße mit vertretbarem Aufwand nicht möglich, so daß notwendigerweise Spannungs-, Strom- und Frequenzspitzen der Störquellen begrenzt werden müssen. Für eine aktive Entstörung ist die Kenntnis des Störfrequenzspektrums und der Amplitude wichtig. Die Frequenzen liegen dabei im Bereich von einigen kHz bis in den MHz-Bereich; dabei können Spannungsspitzen bis zu mehreren tausend Volt auftreten. Gewöhnlich zeigen Störquellen wie Kontakte, Kollektorbürsten, Lichtbögen, Halbleiterschalter usw. solch hohe Intensität. Durch Zusatzbeschaltung von derartigen Störquellen mit Kombinationen aus Kondensatoren, Widerständen und Halbleitern können Spannungs- und Stromspitzen auf unkritische Werte gesenkt werden. Scheitelspannungen von einigen Kilovolt im Augenblick des Abschaltens induktiver Kleinspannungs-Gleichstromkreise kennzeichnen hinreichend die Notwendigkeit zur aktiven Entstörung. Aktive und passive Maßnahmen zur Entstörung elektronischer Geräte und Anlagen sind als Einheit aufzufassen und als integrierender Teil der Gesamtanlage zu behandeln. Nur so ist es möglich, funktionstüchtige Geräte und Anlagen mit wirtschaftlich vertretbarem Aufwand zu erstellen.

2. Störquellen, Störsignale und ihre Beseitigung

Vereinfachend läßt sich sagen, daß Störquellen durch eine innere und eine äußere Störbeeinflussung wirksam werden. Innere Störbeeinflussung entsteht z. B. durch Fehlschaltungen, die innerhalb eines Bauelements, einer Baugruppe oder eines Geräts einer Anlage durch eine zu geringe innere Sicherheit hervorgerufen werden. Die Ursache dafür können zu kleine Sicherheitsabstände zwischen dem H- und L-Signal (DIN 41 785 Bl. 4, Ausg. 3.72) von Schaltstufen sein, Überbelastung von Schaltstufen, ungünstige Leitungslängen oder ungünstige Verdrahtungen. Steuer- und Signalanlagen müssen so aufgebaut und abgesichert sein, daß keine gefährlichen Betriebszustände verursacht werden; das heißt, es müssen Sicherungen gegenüber allgemein zu erwartenden Fehlern, wie Leitungsunterbrechung, Erdschluß, Schluß gegen Speisespannungen und Signalleitungen, Bauelementausfall usw., vorhanden sein. Maßnahmen zur Erhöhung der Sicherheit bieten beispielsweise redundante Bauelemente, Baugruppen und eventuell Verdrahtungen. Unter Redundanz ist im Zusammenhang mit der Störsicherheit eine Mehrfachsteuerung von Schaltkreisen mit gleichem

Informationsinhalt zu verstehen. Redundante Systeme sind aufwendig, weil sie in der Regel einen zweikanaligen Aufbau mit zusätzlichem Schaltungsaufwand erfordern.

Schwerer als innere Störbeeinflussungen sind äußere Störbeeinflussungen zu beherrschen. Darunter sind Störquellen und -signale zu verstehen, die von außen auf eine Anlage wirken. Die wichtigsten Störbeeinflussungen sind dabei kapazitive, induktive und galvanische Kopplungen. Über Speiseleitungen, Erdverbindungen und Abschirmungen, Signalleitungen und Verbraucher können Störsignale auf empfindliche Geräte- und Anlagenteile wirken. Hauptsächlich durch kapazitive und induktive Verkopplungen von Signalleitungen mit benachbarten elektrischen Schwach- und Starkstromleitungen entstehen Störeinflüsse. Die Folge davon ist, daß sie Schaltvorgänge auslösen, Meßsignale mit Störsignalen modulieren und überlagern. Die Abstrahlung der Störsignale von Störquellen in den Raum selbst ist auf einen bestimmten Umkreis beschränkt, doch breiten sie sich längs der von den Quellen ausgehenden Leitungen auf große Entfernungen aus, weil sie dabei weniger schnell an Energie verlieren als bei der drahtlosen Ausbreitung. Die Leitungen wirken wie Antennen für Störwellen.

Um von vornherein die Störeinflüsse auf empfindliche Teile der Geräte und Anlagen klein zu halten, sind mehrere Maßnahmen zur Herabsetzung der ungewollten Beeinflussung zu treffen [1, 2, 3].

1. Stromversorgungsleitungen sind von jedem Geräte- oder Anlagenteil bis zur Stromversorgung zu führen.

2. Stromversorgungsleitungen müssen mit ausreichendem Querschnitt verlegt werden.

3. Es sind in jedem Fall kurze Stromversorgungsleitungen anzustreben. Ist das nicht möglich, sind in gleichmäßigen Abständen induktionsarme Stützkondensatoren zwischen den Minus- und Pluspolen der Gleichspannung (Speisespannung) einzusetzen.

4. Stromversorgungsanlagen sind nahe beieinander oder verdrillt zu verlegen. Die Verdrillung soll etwa 30 Drehungen je Meter sein.

5. Signalleitungen sind abgeschirmt und in größerem Abstand zu Stromversorgungsleitungen zu verlegen. Können Signalleitungen nicht abgeschirmt werden, sind sie zweifach verdrillt zu verlegen.

6. Signalleitungen mit erheblich unterschiedlichem Spannungs- oder Stromniveau sind räumlich zu trennen.

7. Schaltungen, Geräteteile, Anlagenteile und Abschirmungen, die galvanisch miteinander verbunden sind, dürfen nur einmal geerdet werden. Die Abschirmungen sind am Geber zu erden.
8. Die Abschirmung muß mit einer Isolation versehen sein, damit die Bedingung einer einmaligen Erdung erfüllt wird.
9. Sind zwei Gerätegehäuse oder Anlagengehäuse miteinander zu verbinden, ist eine abgeschirmte Leitung zu verwenden, deren Enden an je eine Gehäusewand anzuschließen sind.
10. Werden integrierte Schaltkreise oder empfindliche Schalter und Verstärker auf kupferkaschierten Platten (Printplatten) angeordnet, sind entweder eine Kupferbahn als Masseebene vorzusehen, oder gitterförmig die Masseleitungen zu vermaschen. Je kleiner hierbei die Maschenweiten sind, um so wirkungsvoller wird die Selbstinduktion der Masseleitungen herabgesetzt.
11. Bei Verwendung integrierter Schaltungen (auf Printplatten) ist die Betriebsspannung über Abblockkondensatoren

(vorteilhaft sind Tantal-Elektrolytkondensatoren) gegen Masse abzublocken, und zwar für je ein oder zwei Bausteine ein Kondensator.

12. Die Erdungsleitungen aller zu erdenden Teile eines Geräts oder einer Anlage sollen sternförmig zu einem Erdungspunkt geführt werden.

13. Das Isoliermaterial der Kabel muß mindestens einen spezifischen Widerstand von 1 Terraohm haben.

14. Elektromechanische- und Halbleiter-Schalter, die galvanisch mit empfindlichen Schaltungsteilen verbunden sind, müssen entstört werden.

Prinzipiell bestehen folgende Möglichkeiten, Störsignale zu unterdrücken: Ausfiltern von Störpulsen, sofern sie sich von Nutzsignalen unterscheiden; Entstörung von Schaltkontakten beziehungsweise Induktivitäten; Verringerung der Ansprechempfindlichkeit von Verstärkern und Schaltern durch Erhöhung des Schwellenwertes und der Ansprechzeit.

Innerhalb gewisser Grenzen ist es möglich, durch Beschalten der Störquellen mit spannungsbegrenzenden Bauelementen, Störspannungen so abzuschwächen, daß drahtlos abgestrahlte Störsignale nicht mehr wirksam werden. Die den Leitungen entlang vordringenden Störwellen bleiben aber immer noch wirksam genug, um beispielsweise hochohmige Meßleitungen und empfindliche Schalter und Verstärker zu beeinträchtigen. Diese leitungsgebundenen Störeinflüsse werden vorzugsweise mit Entstörfiltern gedämpft. Je näher hierbei die Störschutzfilter an den Störquellen geschaltet werden, um so höher ist der Dämpfungsgrad. Die Mehrzahl der aus dem Netz und den Stromversorgungen kommenden Störungen wie langsam verlaufende Spannungsschwankungen, Spitzenspannungen, Nieder- und Hochfrequenzüberlagerungen, Verzerrungen durch Belastungsänderungen lassen sich durch spezielle Spannungskonstanthalter oder elektronische Überwachungsanlagen kompensieren.

Auszug aus unserem Fertigungsprogramm:



Gebrauchsmusterschutz
1885899
Deutsches Patentamt

**KNECHT
Werkstatteinrichtungen
ein voller Erfolg
für Ihren Service.**

**KNECHT
Werkstatteinrichtungen
bringen nachweisbare
Leistungssteigerung.**

KNECHT Werkstatteinrichtungen
sind das Produkt jahrelanger konsequenter Entwicklung in der Praxis für die Praxis.



KNECHT Service-Koffer
in einmaliger Ausführung.
Der gesamte Bedarf
für den Außendienst in einem Koffer.



K. Knecht KG
741 Reutlingen-Rommelsbach
Siemensstraße
Telefon (0 71 21) 16 29 35 und 3 66 30
Telex 7 29 741

Fordern Sie bitte Prospekte an.

Bei mangelnder Isolation an Verteilern und Kabeln entstehen Leckströme; hochohmige Meßwertgeber werden hiervon eher betroffen als niederohmige. Infolge Isolationsschäden an Meßleitungen kann es beim Auftreten von Flüssigkeiten und aggressiven Gasen zu elektrochemischen Reaktionen kommen; es entstehen langsam schwankende Gleichspannungen, die das Nutzsignal verfälschen. Bei kleinen Meßspannungen sind die üblichen Maßnahmen gegen ungewollte Thermospannungen durch räumliche Bereiche mit explosionsfähigen Gas-Dampf-Luft-Gemischen geführt. Der Energiegehalt solcher Stromkreise darf aus Sicherheitsgründen keine Zündung dieser Gemische bewirken. Die Eigensicherheit derartiger Stromkreise darf auch unter ungünstigsten Umständen nicht durch Störeinflüsse aufgehoben werden.

Neben den erwähnten Störquellen und Störeinflüssen, die nachstehend behandelt werden, entstehen weitere Störer auf den Speiseführungen und Signalübertragungswegen und in den Geräten und Anlagenteilen, die der Vollständigkeit halber erwähnt seien: Bauelementeausfälle, Überschreiten bestimmter Toleranzgrenzen, Rauschen von Bauelementen, Nichtlinearitäten von Bauelementen, bezogen auf Nutzsignale usw. (wird fortgesetzt)

Superschneller RAM

Mit einer Zugriffszeit von max 150 ns ist der superschnelle Random Access Memory, Typ NEC 6002 (Nortec), in LSI-Technik lieferbar (Bild 1). Durch das p-Kanal-Metall-Gate-MOS-Verfahren wird eine gleichmäßige Spezifikation bei niedrigen Kosten erreicht. Das RAM ist mit 1024 Worten \times 1 bit organisiert und hat im Operationsbetrieb eine Leistungsaufnahme von 180 mW (2 mW im Ruhe-Betrieb). Die Speicherzelle besteht im wesentlichen aus vier Transistoren.

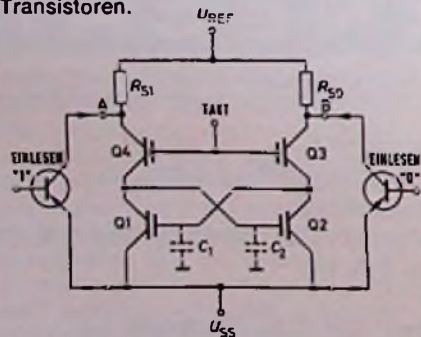


Bild 1. Schaltbild des RAM, Typ NEC 6002 (Nortec)

Unterhaltungselektronik- und Radio-Jubiläumsschau auf der Basler MUBA (12. bis 21. April 1975)

Vorausgeschickt werden muß, daß in der Schweiz selbst – mit wenigen Ausnahmen – keine Rundfunk- und Fernsehgeräte hergestellt werden. Am Import sind in der Hauptsache beteiligt die Bundesrepublik Deutschland, Japan und die USA. Der nachstehende Bericht soll auf einige allgemeine Entwicklungstendenzen hinweisen und einzelne für den Schweizer Markt bemerkenswerte Neuheiten vorstellen.

1. Unterhaltungselektronik

1.1. Hi-Fi-Anlagen und Cassetten-Recorder

Allgemein ist ein zunehmendes Interesse an der Stereophonie festzustellen, während die Quadrophonie sich nur sehr langsam durchsetzt. Einer der Hauptgründe dafür dürfte sein, daß sich Quadro-Anlagen in Mietwohnungen und kleineren Wohnräumen nur schwer technisch richtig realisieren lassen. Außerdem ist der Preisunterschied zwischen Stereo- und Quadro-Anlagen noch sehr hoch. Während man für Stereo-Anlagen etwa 1200 bis 2200 sFr. anlegen muß, kosten Quadro-Anlagen mit 4×50 -W-Endstufen einschließlich Lautsprecher, Hi-Fi-Plattenspieler und Steuergerät zwischen 8000 und 10 000 sFr.

Die Kunstkopf-Stereophonie gewinnt langsam an Interesse. Man hat aber auch hier die Probleme der Aufnahme noch nicht voll befriedigend gelöst. Als einziger Anbieter für Mikrofone ist bisher die Firma G. Neumann, Berlin, aufgetreten, obwohl in der Bundesrepublik Deutschland inzwischen auch andere Hersteller sich dieser Technik zugewandt haben.

Die Hi-Fi-Stereo-Anlage „RH 832 Luxus“ von Philips fand wegen ihrer Möglichkeit, auch Quadro-Aufnahmen wiederzugeben, viel Interesse. Dieses Spitzengerät hat vier Wellenbereiche, sieben UKW-Stationstasten, automatisch umschaltenden Stereo-Decoder, Rauschfilter, automatischen Plattenspieler und Vierkanal-Vorverstärker. Die Hauptverstärker sind in den Lautsprecherboxen untergebracht.

Der japanische Hi-Fi-Stereo-Empfänger und -Verstärker von NIKKO mit 2×65 W Ausgangsleistung ist deswegen bemerkenswert, weil hier zum ersten Male ein japanisches Gerät auf deutsche Be-

dürfnisse zugeschnitten worden ist: deutsche Beschriftung und Bedienanleitung, alle Anschlüsse nach DIN, UKW-Teil für europäische Verhältnisse ausgelegt. Nicht zu übersehen ist auch die zweijährige Garantiezeit.

Der japanische AIKO-Radiorecorder mit vier Wellenbereichen, Band-Endabschaltung, eingebautem und zusätzlichem Mikrofon, Bandzähler und Tragetasche zeichnet sich durch den äußerst günstigen Preis von 250,— sFr. aus (Exlibris, Zürich). Der Radio-Cassetten-Recorder „RQ445 FLSD“ von National (Japan) enthält neben dem Rundfunkteil noch eine Digitalanzeige für die Uhrzeit sowie eine Weckeinrichtung. Das für Netz- und Batteriebetrieb ausgelegte Gerät hat drei Wellenbereiche, Bandzähler sowie Band-Abschaltautomatik und ein eingebautes Mikrofon. Ausgangsleistung der Endstufe: 1,5 W. Als Preis wurden 450,— sFr. genannt.

Der Hi-Fi-Stereo-Recorder „88“ von ITT ist ein Spitzengerät, das verständlicherweise auch einen entsprechenden Preis hat. Seine besonderen technischen Merkmale sind Memory-Einrichtung (beim Rücklauf stoppt das Band exakt an der gewünschten Stelle), Umschaltung für Eisenoxid- und Chromdioxid-Cassetten, Tricktaste für Mischeffekte, Dolby-Rauschunterdrückung, Rauschfilter zur verbesserten Wiedergabe bereits vorhandener Aufnahmen, Pausenschalter, Bandzählwerk und automatische Band-Endabschaltung.

1.2. Fernsehempfänger

Viel Beachtung fand der wohl kleinste bisher auf dem Markt erhältliche Fernsehempfänger: der „TR OOTEU“ der japanischen Firma National TV. Er hat eine Bildröhre mit 35 mm Bildschirmdiagonale und die Abmessungen von nur 35 mm \times 40 mm \times 63 mm. Zur Stromversorgung dient eine eingebaute 5-V-Batterie; Netzbetrieb ist über ein zusätzliches Netzteil möglich. Mit dem Gerät ist der Empfang von bis zu drei Sendern im Nahbereich möglich. Eine gesonderte Abstimmung ist nicht vorhanden. Sie erfolgt vielmehr durch Verändern der Länge der ausziehbaren Teleskopantenne und Drehung der Antenne in die optimale Empfangsrichtung. Ein Preis für dieses Gerät war in Basel noch nicht zu erfahren.

Thorn Kenwood stellte als Slogan für seine Fernsehgeräte heraus, daß „sie nie mehr in die Werkstatt müssen“. Die Geräte sind nach einem ausgeklügelten Baukastensystem aufgebaut, und das Chassis besteht aus einzelnen, austauschbaren Moduleinheiten. Der Service-Techniker soll damit nicht nur die Möglichkeit haben, aufgetretene Fehler in der Wohnung des Kunden sofort beheben zu können, sondern die Firma macht dem Publikum diesen Service durch einen günstigen Festpreis für solche Reparaturen noch besonders schmackhaft. Die 51-cm-, 56-cm- und 67-cm-Geräte haben Panorama-Dünnhals-Bildröhren mit 110° Ablenkung. Sie sind ausschließlich mit Halbleiterbauelementen aufgebaut, haben Programmspeicher und ebenfalls einen VCR-Anschluß.

Der Fernsehempfänger „TC 83 S“ von National ist bereits mit der neuen 110°-Quintron-In-line-Bildröhre bestückt, der man einen besseren Farbkontrast und höhere Farbsättigung nachsagt. Diese selbstkonvergierende Bildröhre reduziert den technischen Aufwand für die Konvergenzeinstellung auf eine einfache passive Korrektorschaltung.

Für die Schmalfilmamateure zeigte Nordmende den bereits in dieser Zeitschrift ausführlich beschriebenen Super-8-Filmabtaster „Colorvision CCS“ für die Wiedergabe jedes Super-8-Films in Schwarz-Weiß oder Farbe über das Fernsehgerät.

1.3. Experimentierkästen

Für die experimentierfreudige Jugend bietet Kosmos Radio-Elektronik-Baukästen in großer Auswahl an. Das Angebot reicht vom einfachsten „Baukasten I“ bis zum „Labor X“. Mit dem neuen Kosmos-System läßt sich jede Schaltung ohne Lötten oder umständliche Montagearbeiten und ohne Spezialwerkzeuge aufbauen. Dafür steht eine quadratische Platte, die sich durch Anreihen weiterer Platten beliebig vergrößern läßt, mit Spezialkontakten und einfachen Kontaktverbindern zur Verfügung.

2. Schweizerische Radio-Jubiläumsausstellung

2.1. Historische Entwicklung

Die bisherige Entwicklung ist durch folgende Meilensteine gekennzeichnet:

- 1924: Erster Radiosender der deutschsprachigen Schweiz in Zürich
- 1931: Inbetriebnahme des Landessenders Beromünster; Gründung der schweizerischen Rundfunkgesellschaft SRG und Einführung des Telefonrundspruchs, der in der Schweiz sehr verbreitet ist, weil er unter den oft schwierigen Empfangsverhältnissen ungestörten Empfang ermöglicht.
- 1939: Betriebsaufnahme des Schweizer Kurzwellendienstes

- 1952: Inbetriebnahme des ersten UKW-Senders
- 1956: Einführung des 2. UKW-Programms über ein ausgedehntes UKW-Sendernetz
- 1971: 2 Millionen Radiokonzessionen.

2.2. Ausblick in die Zukunft

In der Schweiz hofft man, in drei bis fünf Jahren mit der Einführung der Rundfunk-Stereophonie beginnen zu können. Für Quadrophonie sieht man dagegen vorerst noch keine Möglichkeiten. „Raumklang“ mit Kunstkopf-Stereophonie ist bereits heute in begrenztem Maße möglich. Die UKW-Dienste sollen weiter ausgebaut werden, beispielsweise für regionale Programme, Verkehrsfunk und Verkehrslotsen, Autofunk usw. Man will auch untersuchen, ob bei AM-Betrieb der Zusatz „synthetischer Höhen“ bis zu einem gewissen Grade bei Feldstärkerückgang die Wiedergabequalität verbessern kann.

Bei den Rundfunkempfängern rechnet man mit folgenden Weiterentwicklungen: digitale Anzeige und digitale Abstimmung, Ultraschallfernbedienung, Diodenabstimmung auf allen Wellenbereichen, verbesserte und kompaktere Lautsprecher.

Der Bau von Gemeinschafts-Antennenanlagen für kleine und große Regionen nimmt schon heute stark zu. Man hofft, dadurch und durch die Einführung des Kabelfernsehens die Antennenwälder immer mehr verschwinden lassen zu können.

NEUHEITEN!! BAUSÄTZE!!

3-Kanal-Lichtorgel, 3×1000 W, 220 V, mit eingebautem Mikrofon, 4 Regler . . . DM 49,95
 3-Kanal-Lichtorgel, 3×1000 W, betriebsbereit im Plastikgehäuse . . . DM 82,—
DIGIT-LICHTORGEL, Lichtorgel mit Aussteuerautomatic, 1 Gesamtregler, 2 IC, kein Nachregeln nötig, ideales Gerät für Diskotheken, je Kanal 1000 W belastbar, Triacsteuerung.
 3-Kanal-Bausatz . . . DM 69,—
 4-Kanal-Bausatz . . . DM 89,—
Digit-Lichtorgel, betriebsbereit im Gehäuse mit 4 Steckdosen an der Rückseite . . . DM 198,—
LAUFLICHTSTEUERGERÄT, 4 Kanäle werden in gleichmäßigem Abstand durchgesteuert, Geschwindigkeit regelbar v. 1—10 Hz, je Kanal 500 W . . . DM 56,50
 3-Kanal-Lichtorgel, 3×1000 W, LO 3/1000 AV mit Aussteuerautomatic und Triacsteuerung mit eingebautem NF-Vorverstärker und aktiven RC-Filtern zur Frequenzauftrennung, kompletter Bausatz . . . DM 48,25
 5-Kanal-Lichtorgel, 5×1000 W, LO 5/1000 AV mit Aussteuerautomatic und Triacsteuerung, NF-Vorverstärker usw. 13 Halbleiter . . . DM 68,10
 3-Kanal-Lichtorgel, LOB 14, 3×1000 W, 220 V, kompletter Bausatz mit Gehäuse und beschrift. Frontplatte, 4 Regler, Potis . . . DM 36,75
 LOB 14, betriebsber., i. Plastikgeh. . . DM 48,95
EOWA, 100 W, HIFI-Endstufe, kurzschlußsicher, Klirrfaktor kleiner 0,07%/ll 16 Halbleiter, Platinen 100×100 mm . . . DM 55,—
 Mononetzteil DM 47,—, Stereonetzteil DM 74,—
 50-W-HIFI-Verstärker, mit Klangregelteil, 1 IC, 9 Halbleiter, Klirrfaktor kleiner 0,5%, Frequenzbereich 20 Hz—20 kHz.

Platine 215×100 mm, 2×30 V Betriebsspannung . . . DM 64,50
 30-W-HIFI-Verstärker, mit Klangregelteil, Daten wie oben . . . DM 48,90
 Mononetzteil TV 50 . . . DM 37,95
 Stereonetzteil TV 50 . . . DM 56,—
 Mononetzteil TV 30 . . . DM 26,90
 Stereonetzteil TV 30 . . . DM 34,95
 20-W-Edwin-Verstärker . . . DM 35,60
 Stereonetzteil . . . DM 24,50
 40-W-Edwin-Verstärker . . . DM 40,50
 Stereonetzteil . . . DM 41,50
 10-W-IC-Verstärker, Betriebsspannung 12—24 V, 40—14 kHz . . . DM 17,95
 3-W-IC-Verstärker, Betriebsspannung 6—12 V, Eingangsempf. 150 mV . . . DM 13,50
 Stereonetzteil, stabilisiert, mit Netztrafo für TV 10 . . . DM 23,50
 Stereonetzteil mit Netztrafo, stabilisiert für TV 3 . . . DM 19,80
 Klangregelteil für TV 10 und TV 3, Mono, KLG, Bausatz mit Potis . . . DM 12,35
 Klanginsteller, Mono, mit Magnetentzerrer, Betriebsspannung 10—40 V . . . DM 24,50
 Klanginsteller, Mono, ohne Magnetentzerrer, Betriebsspannung 10—40 V . . . DM 16,50
 Stereoklanginsteller mit Höhen, Tiefen, Balance, Lautstärkereglern auf der Platine, Bausatz . . . DM 25,95
 Potisatz (Stereo) . . . DM 11,95
 Entzerrer/vorverstärker, Stereo, Bausatz . . . DM 14,90
 Farbstrahler, 100 W, rot, gelb, grün, blau je . . . DM 16,95

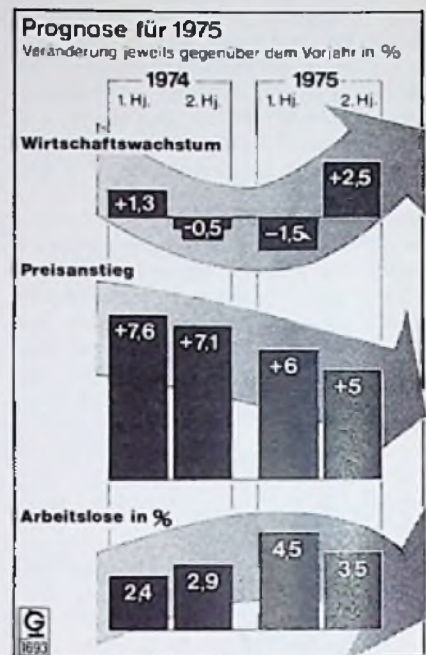
Schwenkbare Fassungen dazu,
 ALU-poliert . . . DM 13,50
 Freilaufendes Lichtblitzstroboskop, 1—10 Hz regelbar, 25 W/sec. . . DM 32,50
 80 W/sec. . . DM 42,25
 125 W/sec. . . DM 52,—
 Passender Reflektor mit Glasabdeckung . . . DM 18,65
 Klatschschalter, Bausatz . . . DM 29,95
 Netzteil . . . DM 16,95
 Schallwand 200, 40/60 W, 1 Tiefton, 2 Mittelton, 1 Kalotte, mit Bespannstoff, komplett gelochte Schallwand, 30 Hz bis 20 kHz, 4—8 Ω . . . DM 88,95
 Schallwand 100, 20/30 W, 3 Lautsprecher, 35×20 cm . . . DM 69,50
 Netzgerät 1341, 5—25 V, IC-Regelung, 6 Halbleiter, kurzschlußfest, 145×80 mm
 1341, 1 A . . . DM 32,— Netztrafo . . . DM 12,95
 1341, 2 A . . . DM 36,50 Netztrafo . . . DM 13,95
 1341, 4 A . . . DM 39,50 Netztrafo . . . DM 24,50
 Netzgerät 1341, 5—25 V, 2 A, mit komplett gestanztem Gehäuse, 2 Instrumenten, Netztrafo, Buchsen usw. . . DM 99,85
 Lichtpulser für 220-V-Glühlampen, blitzt regelbar von 1 bis 10 Hz, bis 1000 W belastbar. Bausatzpreis . . . DM 22,95
 (mit Gehäuse und Schukosteckdose)
DISCO LIGHT, Lichtorgel wie LOB 3/1000 AV, jedoch mit Schiebereglern, Pultgehäuse, kompletter Bausatz . . . DM 77,85
DISCO LIGHT I, betriebsbereites Gerät, 3 Schukosteckdosen an der Rückseite . . . DM 128,—
 Sämtliche Bausätze werden mit gebohrter Platine und Schalt- und Bestückungsplan gel. Gegen Einsendung von DM 1,— in Briefmarken erhalten Sie unseren Gesamtkatalog!

Siegfr. Schubert elektronische Geräte 866 Münchberg Postf. Tel. (09251) 63 93

Das Radiosystem der Zukunft soll Aktualitäten in Zusammenarbeit mit anderen Medien, insbesondere mit dem Fernsehen, noch schneller bringen und zugleich zusätzlich andere Dienstleistungen bieten (Verkehrsfunk usw.). Ob die Einseitenbandtechnik noch echte Chancen haben wird, ist zumindest für die nächste Zukunft in Frage gestellt, weil die dafür notwendige Einigung aller europäischen und nordafrikanischen Staaten im Augenblick kaum möglich zu sein scheint. Erschwerend kommt hinzu, daß Einseitenband-Empfänger nicht kompatibel mit der jetzt in den AM-Bereichen benutzten Zweiseitenbandmodulation sind. Wie der Übergang von der einen auf die andere Technik während einer Übergangszeit von schätzungsweise mindestens zehn Jahren durchgeführt werden könnte, ist bis heute noch vollkommen unklar. Als Zukunftsvision auf dem Fernsehgebiet schwebt die über das Fernsehen übertragene Zeitung (Faksimile) vor. In noch weiterer Ferne liegen die Bildtelefonie und die Möglichkeiten der Übertragung mittels Laserstrahlen.

Im Etat der Fernseh- und Rundfunkanstalten machen die Kosten für Übertragungsleitungen einen erheblichen Teil aus. Ein Sendesystem, bei dem mehrere Studios und Programmstellen in Zusammenarbeit mit In- und Auslandskorrespondenten gemeinsame Sendungen produzieren, hat Kosten in Höhe siebenstelliger Zahlen. Im Zeitalter des Computers werden die Übertragungsleitungen zukünftig vom Prozessor geschaltet werden, und auch die Leitungskosten wird man auf diese Weise verrechnen. Vorbild für diese Technik ist der ARD-Tonsternpunkt Frankfurt. Auch im schweizerischen Radio hat man als Schritt in dieser Richtung ein Lochkartensystem mit Prozessorsteuerung eingeführt, das weiter ausgebaut werden soll. Für die Steuerung des Programmablaufs kann die ARD ebenfalls ein Vorbild anbieten: das ASMOS-System des Hessischen Rundfunks in Frankfurt am Main. Die damit gemachten Erfahrungen wird man auch in der Schweiz sorgfältig beobachten und auswerten.

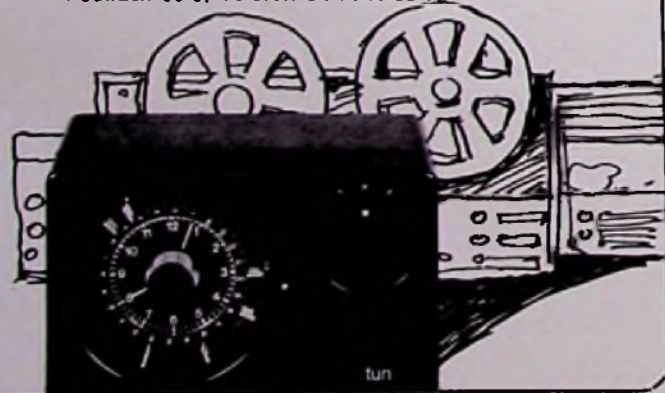
Dipl.-Ing. R. Hübner



profi-like.

Dies ist ein todsicheres Geschäft: jeder echte Amateur

- und erst recht jeder Profi! - bekommt glänzende Augen, wenn er dieses Glanzstück eines Schaltzeigers sieht. Allein schon das Design ist ein Verkaufsargument, an dem nur wenige vorbeikommen. Technische Daten: 24-Stunden-Vorwahl für zwei getrennte Stromkreise - absolute Ganggenauigkeit durch Synchronuhr bei 50 Hz - 15-min-Abstand bei der Programmierung durch Schaltreiter. Informationen und Prospektmaterial durch: PEZET GmbH., 7452 Haigerloch, Postfach 66/9, Telefon 0 74 74 / 83 19



5 Wellenbereiche

(das es in sich haben) für nur **DM 125,68**

Robuste Ausführung
Military-Look
Spez.-Demodulator
Abschaltbare AFC

... und dann die tollen Wellenbereiche:
MW 530-1600 kHz
MB 1,6-4,4 MHz
KW 4-12 MHz
UKW 87,5-108 MHz
VHF 108-174 MHz

Größe: 210 x 240 x 80 mm, Gewicht 1,5 kg
Komplett mit Trägerrahmen und Ohrhörer.

Bei Abnahme größerer Stückzahlen Rabatt auf Anfrage!

Vers. p. Nachn. ab Hirschau
Preis zuzügl. MwSt.

CONRAD

8412 HIRSCHAU-Fach FT 76
Tel. 09412/1231-15631105

Suchen Sie qualifizierte Fachkräfte?
Suchen Sie einen neuen Arbeitsplatz?

Mit einem Stellenangebot oder einem Stellengesuch in der

Funk-Technik

erreichen Sie den gesamten Interessentenkreis dieser Branche.

MP 13-39 zu verkaufen.

Angeb. unt. FT 156 an

„Funk-Technik“,

8 München 2, Postfach 20 19 20

Anruf genügt: (089) 16 20 21

Hühig und Pflaum Verlag
8 München 2, Postfach 20 19 20

Neu in Regensburg!

Elektronische Bauteile und Baugruppen

H. Jodlbauer,

84 Regensburg, Isarstraße 17, Telefon (09 41) 4 17 48

Die aktuelle Tendenzübersicht

März

Wichtige Hinweise auf die geschäftliche Entwicklung im Fachhandel mit Rundfunk-, Fernseh- und Phono-Geräten liefern die monatlichen Erhebungen sowohl des Instituts für Handelsforschung an der Universität zu Köln wie auch des Ifo-Instituts in München. Die Zahlen¹⁾ beider Institute werden nach Unterschiedlichen Verfahren ermittelt, so daß die Ergebnisse leider nicht vergleichbar sind.

Institut für Handelsforschung

Die Branche erwies sich in den ersten beiden Monaten des laufenden Geschäftsjahres mit als Stiefkind der Konjunktur. Gegenüber dem Vorjahr mußten wertmäßig 6% und preisbereinigt sogar 10% betragende Umsatzeinbußen hingenommen werden. Als Begründung bieten sich allerdings die positiven Ergebnisse an, die in den Monaten Januar und Februar des vergangenen Jahres (+ 12% wertmäßig

¹⁾ Die Zahlen des Instituts für Handelsforschung beruhen auf den Ergebnissen des von diesem Institut durchgeführten Betriebsvergleichs des Radio-Fernseh-Phono-Einzelhandels und sind Durchschnittswerte der in dieser Erhebung beteiligten Unternehmen. Die Zahlen des Ifo-Instituts stammen aus dem durch Umfragen bei einer Reihe von Fach-Groß- und Einzelhandels-Unternehmen erstellten „Ifo-Konjunkturtest“.

und + 10% preisbereinigt) ermittelt wurden.

Monatsumsätze

Der abwärts gerichtete Trend der Umsatzkonjunktur im Radio-Fernseh-Phono-Fachhandel konnte auch im März 1975 nicht gestoppt werden. Die Einnahmen fielen 5% niedriger aus als im März des vergangenen Jahres. Nach Abzug der durchschnittlichen Preissteigerungsrate (5%) ist sogar eine Umsatzeinbuße von 9% zu verzeichnen. Allerdings verbessert sich das Bild, wenn der Vergleich mit den Märzumsätzen von 1973 angestellt wird. Dann haben sich langfristig die Fachhandelsumsätze wertmäßig um 10% und preisbereinigt um 2 bis 3% erhöht.

Für das I. Quartal 1975 ermittelte der Kölner Betriebsvergleich eine durchschnittliche Umsatzentwicklung von wertmäßig — 5% und preisbereinigt — 10%. Diesen Minusergebnissen standen allerdings im Vorjahr beachtliche Mehrumsätze von 13 bis 14% (wertmäßig) bzw. 11% (preisbereinigt) gegenüber. Der Vergleich 1975 mit 1973 fällt danach selbst unter Berücksichtigung der Preisentwicklung (+7%) positiv aus, und zwar +7 bis 8% wertmäßig und ± 0% preisbereinigt.

Auch die Fachgeschäfte des Beleuchtungs- und Elektroeinzelhandels litten bisher unter der ungewöhnlichen Zurückhaltung der Verbraucher. Im Berichtsmontat fielen die Umsätze wertmäßig 7% und preisbereinigt 12% niedriger aus als im März des Vorjahres. Für die ersten 3 Monate wurden im Durchschnitt Umsatzeinbußen von 4% bzw. 8% registriert. Noch relativ günstig kamen die Musikfachgeschäfte davon; die

Umsatzentwicklung im Radio-Fernseh-Phono-Fachhandel						
	Prozentuale Veränderung des Wertes					
	im Berichtsmontat				kumuliert	
	gegenüber		gleichem		gleicher	
	vorigem	gleichem	vorigem	gleichem	vorigem	gleichem
	Monat	Monat i. Vj.	Monat	Monat i. Vj.	Zeit i. Vj.	Zeit i. Vj.
	1975	1974	1975	1974	1975	1974
Einzelhandel im März	+22	+19	+5	+10	-5	+8
Großhandel im Januar	-2	+0,7	-9,9	./.	-8,6	./.

Quellen: Institut für Handelsforschung an der Universität zu Köln (Einzelhandel), Statistisches Bundesamt (Großhandel).

Qualität aus Berlin



Made in West-Germany

magnavox tonträger produktions gmbh

1 Berlin 44 · Juliusstraße 10-11 · Telefon 0 30/6 84 40 28/9 · Telex D 1 83 845

Verkauf nur an Wiederverkäufer!

Unbespielte Cassetten
Musik-Cassetten
Tonbänder
8-Spur-Cassetten

Wo mache ich meine Meisterprüfung?
Wo bereite ich mich darauf vor?

IN MÜNCHEN

In der Meisterschule für Elektroinstallateure oder in der Meisterschule für Radio- und Fernsehtechniker.
Nächste Kurse: 11. September 1975 bis Juli 1976
Anmeldungen werden schon jetzt angenommen.
Tagesschule von Montag mit Freitag.
Ausbildungsziel: Vorbereitung auf alle Teile der Meisterprüfung.
Semesterg Gebühr: 460,— DM (2 Semester).
Das Arbeitsamt ersetzt die vollen Lehrgangsgewehren und, je nach Familienstand, 75 bis 90 Prozent des Verdienstausfalles.
Unterkunftsmöglichkeiten in Wohnheimen.
Moderne technische Ausstattung und erfahrene Lehrkräfte
Nähere Auskunft und Anmeldung bei der Meisterschule für Elektroinstallateure oder bei der Meisterschule für Radio- und Fernsehtechniker
8 München 80, Friedenstraße 26, Telefon 40 18 61
Fordern Sie einen kostenlosen Prospekt und Anmeldeformulare!

Electronic-Bauteile liefert sofort!

A.M.V.E.-Electronic
A. Mayer

8941 Heimertingen, Hs. 199
Telefon (0 83 35) 491



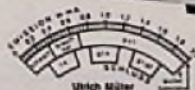
MÜTER BMR 5
hergestellt mit der längsten erfahrung in der regenerativtechnik

Regenerativ. Drei verschiedene Regenerativverfahren. Jede Bildröhre wird mit Erfolg auch über regenerierten (Zeit- u. Stromautomatik) Schlässe g1-b wieder entleert.

Metall, Entlastungsrippen, Emissionsschleife, Kennlinienaufnahme, Schlußknoten mit dem Instrument, Hochstrommessern extern. Sieb einstellbare Ugl-1 0 bis -200 V.

Preis des Gerätes mit allen Adaptern
440,55 DM
11 % 48,45 DM
489,— DM

Lief. durch den Großhandel
gibt direkt vom Hersteller.



ULRICH MÜTER, Spezialhersteller f. Bildröhren-Meß-Regeneratoren
4353 Ober-Erkenschwick · Berliner Platz 11 · Telefon 0 23 88 / 68 60

Betriebsvergleichsfirmen dieser Branche vereinnahmten im März 3% und in den Monaten Januar bis März 8% mehr als im gleichen Zeitraum des Vorjahres. Insgesamt wurde für den Fach-einzelhandel sowohl im März als auch kumuliert wertmäßig eine Umsatzsteigerung von 6%, preisbereinigt jedoch eine Umsatzminderung von 2% festgestellt.

Saisonentwicklung

Obwohl im März nicht mehr Verkaufstage als im Vormonat Februar zur Verfügung standen, konnten die Umsätze allgemein beachtlich gesteigert werden. Im Gesamtdurchschnitt des Fach-einzelhandels ergab die saisonbedingte Verkaufsbelegung ein Umsatzmehr von 22% gegenüber dem Monat Februar. Gleich bzw. ähnlich fielen die Zuwachsraten im Radio-Fernseh-Phonoeinzelhandel (+ 22%) und im Beleuchtungs- und Elektro-einzelhandel (+ 20%) aus. Lediglich die Musikfachgeschäfte setzten nur geringfügig mehr um, nämlich 3%.

Leistungskennziffern

Entsprechend der Tendenz der Gesamtumsätze in den Radio-Fernseh-Phono-Fachgeschäften verminderten sich auch die Umsatzleistungen. Konnte im März des vergangenen Jahres je beschäftigte Person noch ein Umsatz von 9600 DM verbucht werden, so verminderte sich dieses Leistungsergebnis im Berichtsmonat auf 8800 DM. Der Auslastungsgrad der Geschäftsräume ging insgesamt von 410 DM auf 350 DM, nur auf den Verkaufsraum bezogen von 850 DM auf 740 DM je Quadratmeter zurück.

Auch im Berichtsmonat März 1975 blieb die Betriebsgröße nicht ohne Einfluß auf den Auslastungsgrad der Betriebsfaktoren, während bezüglich der Umsatzentwicklung kaum Unterschiede festgestellt wurden. Die Betriebe mit bis zu 10 beschäftigten Personen erzielten nur eine Personalleistung von 7660 DM, während die größeren Firmen mit 8900 DM besser abschnitten. Auch die Auslastung der Geschäftsräume war in den Betrieben mit mehr als 10 Beschäftigten mit einem Umsatzergebnis von 375 DM/m² besser als im Durchschnitt der kleineren Firmen (325 DM/m²).

Ifo-Institut

Einzelhandel

Geschäftslage und Umsatz: Gegenüber Februar keine Beschleunigung des Abwärts-Trends. Geschäftslage auch diesmal per Saldo von rd. einem Fünftel der Testfirmen als schlecht, vom überwiegenden Teil jedoch weiterhin als befriedigend bezeichnet. Entsprechende Vorjahresumsätze im Schnitt nicht ganz erreicht. Innerhalb des Rundfunk-, Fernseh- und Phonosortiments schnitten Schwarz-Weiß-Geräte mit Abstand am schlechtesten ab. Befriedigendes Umsatzergebnis lediglich bei Schallplatten.

Lagerbestände: Anteil der Testfirmen mit zu großen Lagern auf ein Viertel erhöht. Überbestände in sämtlichen Sparten vorhanden.

Verkaufspreise: Verstärkung des Preisanstiegs. Anteil der Firmen mit Preiserhöhungen von ein auf zwei Zehntel

verdoppelt. Für die nächsten drei Monate wird mit ähnlichem Preisanstieg wie derzeit gerechnet.

Längerfristige Geschäftsaussichten: Ein Viertel der Testfirmen rechnet mit weiterer Geschäftsverschlechterung. Sämtliche Sparten sind davon betroffen, am stärksten Rundfunk- und Fernsehgeräte.

Großhandel

Geschäftslage und Umsatz: ABERMALIGE erhebliche Verschlechterung der Geschäftslage. Anteil der „schlecht“-Stimmen von rd. zwei Fünfteln im Februar auf vier Fünftel im März gestiegen. Neun Zehntel der Testfirmen schlossen mit Umsatzminus gegenüber März 1974 ab. Absatzlage für Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte am ungünstigsten, gefolgt von Farbfernsehgeräten und Rundfunkgeräten.

Lagerbestände: Von zwei Fünfteln der Testfirmen als zu groß angesehen (Februar: drei Zehntel). Bestände an Farbfernsehgeräten am häufigsten überhöht.

Verkaufspreise: Im Durchschnitt weitgehend stabiles Preisniveau. Anteil der Firmen mit Hoffnungen auf Preiserhöhungen in den nächsten Monaten ging auf ein Fünftel zurück. Bei Farbfernsehgeräten wurde teilweise von Preissenkungen gesprochen.

Längerfristige Geschäftsaussichten: Nach Meinung von zwei Dritteln der Firmen weitere Verschlechterung der Geschäftslage in den nächsten sechs Monaten. Absatzprognosen für Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte am ungünstigsten.

Ausgewählte Produktionszahlen (Inland) – Stand: Monat Februar

Geräte-Art	Wert in Mio. DM						Menge in tausend Stück					
	Berichtsmonat			Kumuliert			Berichtsmonat			Kumuliert		
	1975	1974	Änd. (%)	1975	1974	Änd. (%)	1975	1974	Änd. (%)	1975	1974	Änd. (%)
Fernsehempfänger	313	355	-12	534	665	-20	307	389	-21	540	720	-25
darunter:												
Farbgeräte	265	285	-7	447	538	-17	189	207	-9	322	389	-17
SW-Geräte	48	70	-31	87	127	-31	118	182	-35	218	331	-34
Rundfunkempfänger	101	130	-22	192	238	-19	329	520	-37	640	944	-32
darunter:												
Koffer-, Kfz- und Taschenempfänger	43	66	-35	84	115	-27	192	351	-45	374	625	-40
Tischempfänger, nicht kombiniert	43	48	-10	81	90	-10	113	137	-18	221	255	-13
Kombinierte Empfänger	15	16	-6	27	33	-18	24	32	-25	45	64	-30
Summe der Produktionswerte	414	485	-15	726	903	-20	Die Werte wurden auf volle Millionen DM, die Mengen auf tausend Stück gerundet. Quelle: Fachverband Rundfunk und Fernsehen im ZVEI					

Hüthig und Pflaum

Verlag GmbH & Co., München/Heidelberg

Neuerscheinung

Dipl.-Ing. Dieter Mildenerger

Analyse elektronischer Schaltkreise

Grundlagen - Berechnungsverfahren - Anwendungen

1. Band: Stationäres Verhalten

1975. 504 Seiten, 527 Bilddarstellungen, zahlreiche Formeln, Tabellen und 4 Falltafeln, Ganzleinen DM 72,-
ISBN 3-87853-032-3

Bei der Berechnung elektronischer Schaltungen muß zwischen der Analyse stationärer und quasistationärer Kreise unterschieden werden. Elektrische Signale werden in stationären Kreisen in ihrem zeitlichen Ablauf nicht beeinflußt. In quasistationären Kreisen jedoch ist auch das Zeitverhalten von Bedeutung. Da es sich hierbei um unterschiedliche Problemstellungen handelt, ist dieses Buch in zwei Bänden verfaßt worden. Im ersten Band sind die Grundlagen und die Analyse stationärer Kreise beschrieben, im zweiten Band ist im wesentlichen die Analyse quasistationärer Kreise behandelt.

Inhaltsübersicht

Einleitung — Analyse elektronischer Schaltungen — Kirchhoffsche Gesetze — Hilfssätze zur Berechnung elektronischer Kreise — Systematische Berechnung elektronischer Kreise — Systematische Berechnung von Vierpolen — Topologische Analyse elektronischer Schaltungen — Lineare Ersatzschaltungen stationären und stationär genäherten Bauelementeverhaltens — Ausgewählte Schaltungsbeispiele zur Analyse linearer, stationärer elektronischer Kreise.

DIETER MILDENERGER

Analyse elektronischer Schaltkreise

Grundlagen · Berechnungsverfahren · Anwendungen

1. BAND

Auslieferung über Ihre Buchhandlung oder: HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH
1000 Berlin 52, Eichborndamm 141-167



Das Erfolgsgeheimnis des Herrn L.:

Kontakt-Sprays der Kontakt-Chemie.

Gegen wachsenden Kostendruck gibt es ein erfolgreiches Rezept: Die Kontakt-Sprays der Kontakt-Chemie. Nicht umsonst wurden sie zum erfolgreichsten Helfer für Service-Techniker in ganz Europa. Sie helfen Ihnen, leistungsfähiger und wirtschaftlicher zu arbeiten. Denn sie reinigen, pflegen, schützen, isolieren. Und sie verkürzen die Fehlersuche entscheidend.

15 spezielle Sprays lösen jedes Problem. Gezielt. In Rundfunk- und Fernsehetechnik, Automation, Datenelektronik und Halbleitertechnik, in Forschung und Entwicklung. Sie wünschen weitere Informationen? Bitte nützen Sie den Coupon.

Auf die Qualitätsprodukte der Kontakt-Chemie ist eben Verlaß. Darauf vertrauen Fachleute in aller Welt. Möchten Sie mehr über unser Programm wissen? Informations-Coupon ausschneiden und an uns abschicken.

Informations-Coupon ET 10

Bitte schicken Sie mir Ihre kostenlose Broschüre „Saubere Kontakte“ mit Erfahrungsberichten und Werkstatt-Tips.

Firma _____

Name _____

Ort _____ Straße _____ Tel. _____

**KONTAKT
CHEMIE**

7550 Rastatt, Postfach 86, Telefon 0 72 22 / 342 96

