

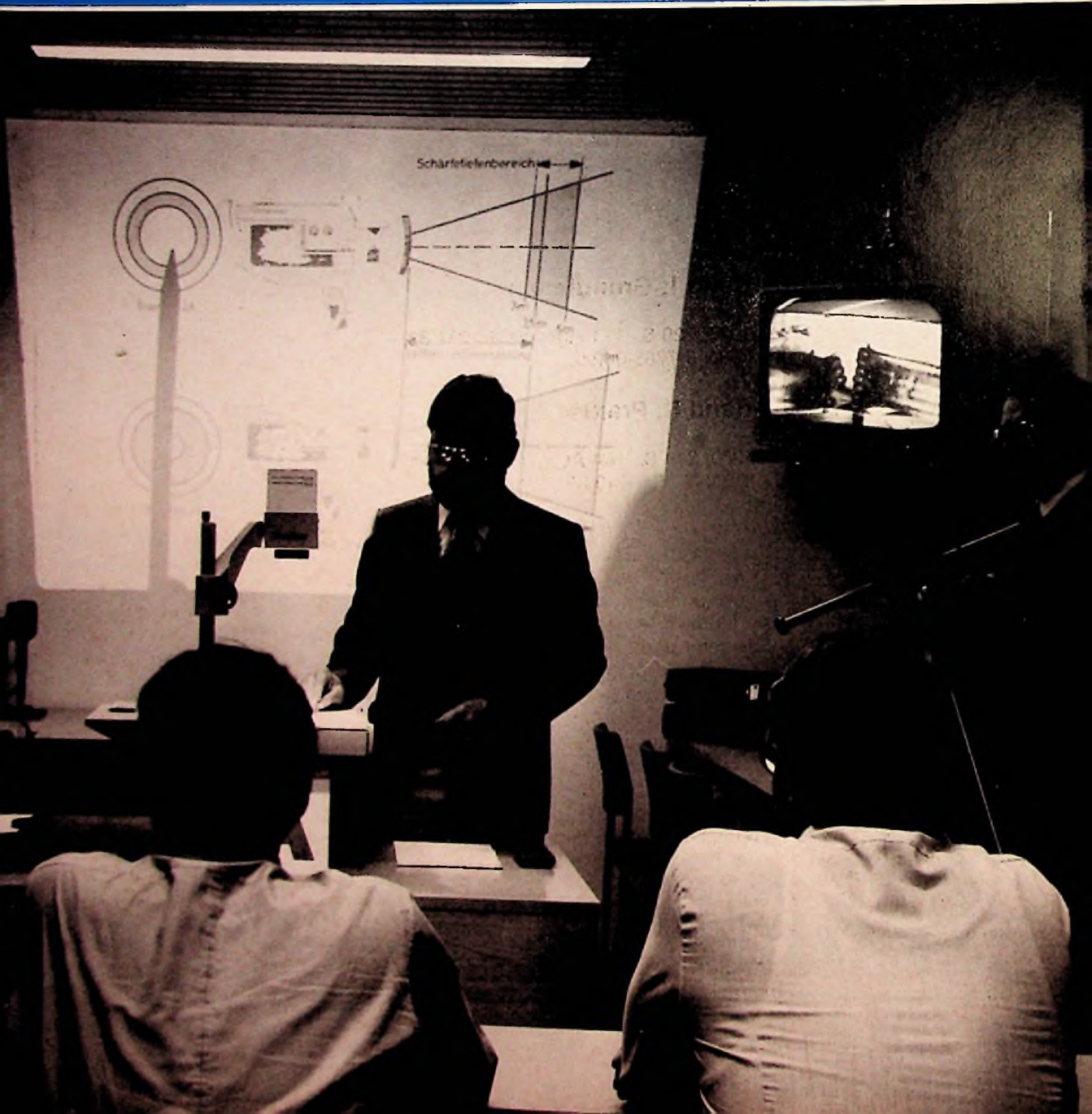
8

August 1981
36. Jahrgang

Huthig
HUTHIG VERLAG GMBH

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik



Der einzige Transporter mit der Wirtschaftlichkeit des Renault 4:



Renault 4 Transporter

Sparsam wie der Renault 4

Günstige Anschaffung durch Renault-Leasing oder Renault-Credit. Bescheiden im Verbrauch. Wirtschaftlich im Einsatz, bei Steuern und Versicherung.

Transporter 850: 7,0 l/100 km bei 90 km/h, nur 8,4 l/100 km in der Stadt (nach DIN). Natürlich Normalbenzin.

Erprobte Zuverlässigkeit

Im Renault 4 millionenfach bewährte Technik. Robuste 25 kW (34 PS)-Motoren, Vorderrad-Antrieb, Einzelradaufhängung, Zweikreis-Bremsensystem mit Blockierverhinderung durch Bremskraftregler.

Viel Platz für „Alles“

Schon der Renault 4 Transporter 850 hat Platz für 1,8 Kubikmeter und für 350 kg Nutzlast. Und im Renault 4 Transporter 1100 bringt man bequem 2,35 Kubikmeter unter Nutzlast bis 395 kg.

Problemlos in der Wartung

Die bewährten Motoren sind besonders wartungsfreundlich. Langlebige Karosserie durch Tauchlackierung, Hohlraum-Versiegelung und Unterbodenschutz. Renault 4 Transporter stehen auch als Gebrauchte hoch im Kurs.

Renault hat das viertgrößte Kundendienst-Netz aller Automarken in Deutschland. Über 1.600 Kundendienst-Stellen!

RENAULT

Renault empfiehlt **elf** Motorenöle.



In diesem Heft:

IFA-Trendbericht:

Audio und Video in den 80er Jahren

Seite 266

Auch dieses Jahr wird die Internationale Funkausstellung in Berlin wieder zum Schaufenster der Neuheiten werden. Ist doch die Dynamik in sämtlichen Bereichen der Unterhaltungselektronik in den frühen 80er Jahren ungebrochen geblieben. Zu den wichtigsten Neuheiten der IFA '81 zählen Zweikanalton-Fernsehen, Textsysteme, Videocassetten-Recorder, Videoplaten, Casseiver, Digitalschallplatten, Lautsprecher und Autoradios. Trends und Fakten dazu nennt unsere Vorschau.



Bessere Höhenaufzeichnung mit dem Dolby-HX-System

Seite 269

Wegen der niedrigen Bandgeschwindigkeit ist bei Cassettenrecordern die Höhenaufzeichnung problematisch. Mit dem Dolby-HX-System soll sie besser werden, indem Vormagnetisierungsstrom und Aufsprech-Anhebung (Entzerrung) vom gerade aufgenommenen Musikstück gesteuert werden. Dolby-HX wirkt also nur bei der Aufnahme. Der Gewinn an Wiedergabequalität ist dadurch auf jedem beliebigen Cassettenrecorder hörbar, vorausgesetzt, die HX-codierte Aufnahme wurde mit einem guten Band durchgeführt.

Verlustfaktormessung mit einfachen Mitteln

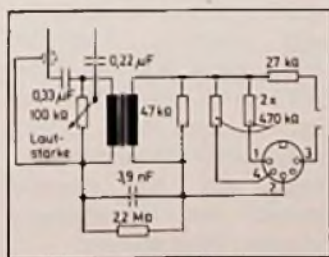
Seite 272

Der Verlustfaktor ist neben der Induktivität wichtigster Kennwert einer Spule. Er gibt den Anteil der Energie an, die innerhalb der Spule in Wärme umgesetzt wird. Mit Hilfe einer einfachen Meßschaltung lassen sich Werte ermitteln, aus denen der Verlustfaktor berechnet werden kann.

Das Problem der Fernsehton-Aufzeichnung

Seite 275

Mit der gestiegenen Bildqualität stieg auch das Interesse am Fernsehton: Im Vergleich zu Audio-Anlagen ist es auch heute noch schlecht um ihn bestellt. Miserabel ist nicht etwa der Frequenzgang oder Übertragungsbereich, sondern vor allem der Störabstand.



Neu in der Funk-Technik: Applikationsseiten

Seite 279 bis 288

Im vorangegangenen Heft nannte das dort abgedruckte Verlagskonzept Applikationsberichte als zukünftig festen Bestandteil der Funk-Technik. Dieses Heft bietet auf 10 Seiten Applikationen für einen DCF-77-Empfänger, einen Endverstärker fürs Auto, eine einfache Infrarot-Fernsteuerung usw.

Abstimmssysteme unter der Lupe (6)

Seite 289

RC-Glieder und Zeitkonstanten

Seite 292

Kurzbeiträge

S/W-Fernsehgeräte:	
Kleinfemseher mit flachem Bildschirm	271
Amateurfunk:	
Licht und Schatten beim Funkglobus	278
Hi-Fi-Tip:	
Naßabtastung schadet Schallplatten	294

Rubriken

Hinweise auf neue Produkte	264
Meßgeräte für den Service	295
Werkzeuge für die Werkstatt	295
Neue Bauelemente	296
Hilfsmittel und Zubehör	296

Titelbild

Die Einsatzmöglichkeiten von Kameras und Videorecordern sind das Thema zweitägiger Praxisseminare der Saba-Videoschule in Villingen/Schwarzwald. Ab September werden hier Verkäufer des Fachhandels und andere Interessenten mit Fragen der Nachvertonung, der Filmüberspielung, der Beleuchtung sowie der elektronischen Schnitt- und Tricktechnik vertraut gemacht. Der Theorie von Optik und Licht wird dabei ebenso viel Aufmerksamkeit gewidmet, wie dem praktischen Umgang mit den Geräten. An sieben verschiedenen Arbeitsplätzen kann jeder Teilnehmer den Lehrstoff durch die Herstellung eigener Videoproduktionen vertiefen. In der Seminargebühr von 225 DM sind ausführliche Schulungsunterlagen sowie die Bewirtung enthalten. Für 1981 sind 400 Seminarplätze vorgesehen. (Bild: Saba/Schroff)



Kurzberichte über Unternehmen

Pioneer: Bildplattenspieler

Die Pioneer-Melchers GmbH, Bremen, teilt mit: Seit Anfang 1980 verkauft Pioneer in den USA den Bildplattenspieler „VP 1000“. Eine Markteinführung in der Bundesrepublik wird 1981 nicht mehr erfolgen. Ob das Gerät 1982 eingeführt wird, hängt vom verfügbaren Repertoire (Soft-Software; die Bildplatte selbst ist Software) ab. Bereits jetzt in der Bundesrepublik vorgeführte und zum Kauf angebotene Pioneer-Bildplattenspieler (NTSC-Norm!) sind ohne Unterstützung der hiesigen Vertretung importiert worden. Pioneer leistet für diese Geräte keinen Service.

EDG: Prämienerrhöhung?

Seit der letzten Prämienerrhöhung der EDG-Fernsehversicherung im Jahre 1974 verzeichnete die Gesellschaft bis heute einen Anstieg der Fernseh-Reparaturkosten um 32,6%. Da keine Abstriche am Leistungsangebot geplant sind, zieht man jetzt eine Prämienerrhöhung in Betracht. Der Versicherungsbestand der EDG beläuft sich derzeit auf rd. 113 650 Verträge, die Beitragseinnahmen von 25,6 Mio. DM hervorbringen.

Agfa-Gevaert: Video-Transfer-Service

Rund 150 DM kostet beim „Video-Transfer-Service“ von Agfa Gevaert das Überspielen eines 30-min-Schmalfilms auf Videoband. Die Möglichkeit hierbei Farbstiche oder Über- und Unterbelichtungen zu korrigieren gilt auch für das Überspielen von Dia-Serien. Im Monatsdurchschnitt bringt es der Transfer-Service gegenwärtig auf 10 000 Überspielminuten

(74% Super-8-Filme, 11% Dias). Zu 62% wird auf VHS, 16% auf Betamax, 10% auf Video-2000, 7% auf U-matic und zu 5% auf VCR/SVR überspielt. Filme (Super-8, Single-8, Normal-8 mit oder ohne Ton) werden stets mit der richtigen Geschwindigkeit (18/24 Bilder/s) überspielt. Bei Dias ist zwischen Standzeiten von 7 s, 10 s und 15 s zu wählen. Der Video-Transfer-Service wird von Agfa Gevaert über den Foto- und Rundfunkhandel angeboten.

SEL: Umsatzanstieg

Der Umsatz der Unternehmensgruppe „Audio Video Elektronik“ liegt, einer Mitteilung des Unternehmens zufolge, im ersten Halbjahr 1981 um 36% über dem des vergleichbaren Vorjahreszeitraums. Im Inland sei der Umsatz um 43%, im Export um 30% gesteigert worden. Der Absatz von Farbfernsehgeräten soll 25% höher sein, als im ersten Halbjahr 1980. Weiter heißt es, die Werke seien voll beschäftigt, und der Mitarbeiterstand sei gestiegen.

Tendenzen und Trends

Antiope auf dem Vormarsch

Zwei amerikanische Fernsehketten, CBS und die werbungsfreie PBS, wollen in diesem Jahr mit der Erprobung des französischen Teletex-Verfahrens Antiope beginnen. (Das von ARD und ZDF benutzte Teletex-Verfahren Videotext ist britischen Ursprungs.) Vorgesehen ist zunächst eine einjährige Versuchsdauer, in deren Verlauf Kundenerwartungen erfaßt werden sollen. Das französische Fernsehen TDF leistet CBS und PBS technische Un-

terstützung. Die italienische Post hat ihre Zustimmung zur Einführung von Antiope erteilt. Die Antiope-Sendungen unterstehen der Aufsicht des Staatsfernsehens RAI. („Messages“, Nr. 300) web

U-Elektronik in Schlechtwetterperiode

Kein positives Bild der Entwicklung in der Unterhaltungselektronik zeichnete Vorstandsvorsitzender Heinz Dürr Ende Juni auf der Hauptversammlung von AEG-Telefunken in Berlin: Die Konjunktur habe sich in den letzten beiden Monaten deutlich verschlechtert. Groß- und Einzelhandel beurteilen die Lage ungünstiger als während der Rezession 1974/75. Dürr rechnet wie der Einzelhandel kurzfristig mit keiner Besserung, eher sei noch eine weitere Verschlechterung möglich.

Personelle Veränderungen

AKG. Vertriebsleiter Wolfgang John und Werbeleiterin Dorothee Thomanek sind zur Jahresmitte ausgeschieden. Als neuer Vertriebsleiter wird Heiner Groepke bereits zur IFA zur Verfügung stehen. Werbeleiterin ist jetzt Isabelle Treiber.

Grundig. Dieter Gallist (44), vorher bei NCR Deutschland tätig, übernahm im Juli die Leitung des Gesamtvertriebs der Grundig AG. Der Vertrieb Inland wird in drei Regionalbereiche unterteilt, mit deren Leitung Gerhard Karbautzki (Nord), Hans Burkhard (Mitte) und Helmut Koch (Süd) betraut werden. Horst Johnner, bisher Leiter des Vertriebs Inland, wird auf eigenem Wunsch die Niederlassung Nürnberg übernehmen.

Hinweise auf neue Produkte

Telefunken: Hi-Fi-Anlage „T 300“

Die Hi-Fi-Anlage „T 300“ gibt es entgegen anderslautenden Meldungen nach Auskunft von Telefunken erst in etwa 2 Jahren mit Sprachsteuerung (FT 6/81, S. 209). Die jetzt in den Handel gekommene Ausführung ist noch manuell zu bedienen, in den wichtigsten Funktionen ist sie freilich vom Sessel aus mit Infrarotlicht fernsteuerbar. Bausteine der Anlage: Plattenspieler „RS 30“, Tuner „RT 300“ (Speicher für 43 Programme, Sender-suchlauf, FLL-(FPT)-Synthesizer wie in FT 12/79, S. T 582 beschrieben), Vorverstärker „RP 300“, Endverstärker „RM 300“ (2 x 50 W an 4 Ω), Cassettendeck „RC 300“ (Bandgeschwindigkeiten 4,75 cm/s oder 2,4 cm/s einstellbar). Einschließlich Fernbedienung und Rack kostet die Anlage 4448 DM.

Aiwa: Leichtester Kleinstrecorder

Nach Herstellerangaben soll der „Radioboy“ mit 370 g Gewicht (ohne Batterien) leichtester Stereo-Radiorecorder der Welt sein. Das Cassettenteil des 80 mm x 155 mm x 30 mm kleinen Winzlings kann unmittelbar vom UKW-Stereo-Empfangsteil aufnehmen. Die Stromversorgung übernehmen



3 Batterien (UM-3) oder ein 220-V-Adapter. Für den aufklappbaren Kopfhörer stehen 2 x 33 mW Ausgangsleistung bereit. Der Geräuschspannungs-Abstand soll größer als 50 dB sein und der Übertragungsbereich mit Metallband von 40 Hz bis 16 kHz reichen (LH: 40 Hz bis 12,5 kHz). Der Wert der Gleichlaufschwankungen wird mit 0,2% WRMS angegeben (Bandgeschwindigkeit 4,8 cm/s). Preis: etwa 500 DM.

AKG: „Leichthörer“

Auf der Internationalen Funkausstellung wird AKG zwei neue Kopfhörer vorstellen, die als „Leichthörer“ (130 g, 160 g) besonders hohen Tragekomfort bieten sollen. Die Muschelpolster beider Hörer können zum Reinigen abgenommen werden. Damit durch die Miniaturisierung die Klangqualität nicht auf der Strecke bleibt, soll eine spezielle Formgebung der Hörermuscheln klanglich wichtige Resonanzräume optimieren. Ein weiteres Modell ohne Prädikat „Leichthörer“ verspricht Tragekomfort durch ein neues Bügelband. Die Neuheiten sollen rechtzeitig zur Herbstsaison lieferbar sein.

Aiwa: Recorder mit Dolby-HX-System

Das neue Dynamikerweiterungs-System „Dolby-HX“ soll dem 3-Kopf-Cassettenrecorder „AD-3600“ zu einem Geräuschspannungs-Abstand von mindestens 68 dB (mit Metallband) verhelfen. Der Frequenzgang, der mit Metallband von 20 Hz bis 18 kHz (CrO₂ bis 17 kHz) reicht, soll durch das HX-System eine hohe Linearität haben. Störender Magnetismus des A/W-Kopfes wird mit einem „Automatischen Demagnetisierungs-System“ (ADMS) beseitigt. Das Laufwerk hat 2 Motore für den Doppel-Capstan und den Bandwickel.

Brief aus der Redaktion

Liebe Leser,

die Funktechnik hat seit 1.8.1981 einen neuen Chefredakteur. Der Verlag hat den Unterzeichneten dazu berufen und mit der zukünftigen Gestaltung der Zeitschrift beauftragt. Er möchte sich hiermit bei Ihnen, lieber Leser, vorstellen und die Ziele seiner Redaktionsarbeit kurz skizzieren.



Geboren wurde er am 5.5.33 in Schmalkalden, besuchte in Plauen (Vogtland) Schule und Gymnasium, lernte nach dem Krieg den Beruf eines Elektromechanikers, absolvierte die Fachhochschule in Mittweida, Fachrichtung Hochfrequenz und Fernmeldetechnik. Industrietätigkeit als Konstrukteur, Prüffeld- und Entwicklungsingenieur, HiFi-Entwicklung und Entwicklung elektronischer Meßanlagen.

Lehrauftrag und Aufbau der ersten Elektronik-Fachabteilung an einer deutschen Gewerbeschule, Schöpfer verschiedener Lehrmittelsysteme, seit 1961 freiberuflich tätig, Leiter einiger Elektronik-Schulungsstätten des Handwerks, Verfasser vieler Fach- und Lehrbücher, Redakteur einer Nachwuchs-Fachzeitschrift, ständiger Mitarbeiter zahlreicher Fachzeitschriften im In- und Ausland.

Diese Aufstellung zeigt, daß er sich dem Handwerk ebenso verpflichtet fühlt, wie der Industrie und daß er komplizierte technische Zusammenhänge didaktisch so aufbereiten und darstellen kann, daß sie von möglichst vielen möglichst leicht begriffen werden.

Diese Neigung wird in Zukunft den Stil der Funk-Technik prägen. Sie soll dem in der Praxis stehenden Techniker ein unentbehrliches Hilfsmittel werden, ihm Anregungen und Tips für die tägliche Arbeit geben, ihm mit neuen Techniken vertraut machen und dem Ausbilder bei seiner gewiss nicht leichten Aufgabe unterstützen.

Natürlich wird die Zeitschrift auch aktuell bleiben und von Messen und Ausstellungen, über neue Geräte und deren Daten berichten. Im Vordergrund wird aber, wie der Titel sagt, wieder stärker die Technik stehen.

Mit freundlichen Grüßen,
Ihr neuer Chefredakteur

Lothar Starke

Trendbericht

Audio und Video in den 80er Jahren

Eine Vorschau auf Trends und Fakten zur Internationalen Funkausstellung Berlin

Alle Bereiche der Unterhaltungs-Elektronik bleiben auch für die 80er Jahre voller Dynamik. Die Berliner Funkausstellung wird, wie jedes Mal, zum Schaufenster der Neuheiten. Die wichtigsten sind diesmal Zweikanalton-Fernsehen, Einplatinen-Fernseher-Chassis, Textsysteme, Video-cassetten-Recorder und Videoplatten einerseits und Casseiver, Digital-schallplatten, Lautsprecher und Autoradios andererseits.

Der aktuelle Fernseh-Fortschritt ist diesmal der Zweikanal- oder Stereoton. Seine Entwicklung begann schon vor mehr als 15 Jahren. Das nun vom ZDF und später auch von der ARD eingeführte System stammt aus dem Institut für Rundfunk-technik, in dem Siegfried Dinsel ganz besonders aktiv an dieser Arbeit beteiligt war. Es bietet zwei gleichwertige Tonkanäle für Stereophonie oder Zweikanalton und Kennfrequenzen für die Automatik-Umschaltung der Empfangsgeräte. Tonkanal I und II werden auf 5,5 MHz bzw. 5,7421875 MHz oberhalb des Bildträgers übermittelt. Ihre Modulationsdaten sind identisch, für Stereo enthält Kanal I (der von Monofernsehern ausgenutzte Tonkanal) die Mitteninformation für die Tonwiedergabe, also die halbe Summe aus den Signalen der beiden Kanäle, und Kanal II das rechte Stereosignal. In Zweitonprogrammen wird über jeden der Kanäle ein Monosignal übermittelt.

Für die Betriebsarten-Kennung wird dem Kanal II ein Pilotträger von 54,6875 kHz hinzugefügt, der bei Monoprogrammen ohne Modulation bleibt, und bei Stereo bzw. Zweiton mit 117,5 Hz bzw. 274,1 Hz moduliert wird. Alle diese Frequenzen

sind starr mit der Horizontalfrequenz gekoppelt.

Die Zweikanalton-Technik ermöglicht im Empfänger unterschiedliche Nutzung. Wünschenswert sind Wiedergabemöglichkeiten über Lautsprecher und über Kopfhörer, die tunlichst auch gleichzeitiges Hören der beiden getrennten Tonkanäle bieten. Deshalb brauchen solche Modelle außer dem internen Zweikanalton-Dekoder zusätzliche Umschalteneinrichtungen. Die vier Lösungen für Lautsprecher-Stereowiedergabe sind: Anschluß an die Stereo-HiFi-Anlage, Ausstattung des Fernsehgerätes mit je einem angebauten Lautsprecher rechts und links, der Fernseher als Monitor ohne Lautsprecher mit



Bild 1. Ein Stereoton-Fernseher braucht nicht klobig zu wirken, wenn seine Lautsprecherboxen rechts und links schmal genug sind; hier ein Modell von ITT Schaub-Lorenz

Bild 2. Schmale Fernseher, etwa so wie die künftigen Monitore, entstehen bei Trennung der Lautsprecherboxen vom eigentlichen Gerät; dies Modell stammt von Philips



zwei abgesetzten Lautsprecherboxen und die Ergänzung eines asymmetrischen Fernsehers mit seinem normalen Lautsprecher durch eine zusätzliche Lautsprecherbox. Für Geräte mit angebauten Lautsprecherboxen kann eine Schaltung zur elektronischen Verbreiterung der Stereobasis sinnvoll sein; auch solche Geräte sind bereits angekündigt.

Für den elektronischen Aufbau setzen sich die Einplatinen-Chassis überall durch, ihre Entwickler achten nicht nur auf Reduzierung der Zahl notwendiger Bauelemente und weitgehend automatische Bestückung, sondern auch auf Einsparung an Betriebsleistung. Werte zwischen 80 und 90 W für die großformatigen Modelle sind durchaus gängig. Besonders niedrig liegt die Leistungsaufnahme von 42-cm-Geräten aus dem Hause Blaupunkt, die je nach Bild mit 35 W bis 45 W auskommen.

Sowohl die Textsysteme (Video- und Bildschirmtext) wie auch die Zweikanalontechnik fördern die Tendenz zur Video-Komponenten-Anlage, zu der dann auch noch der Videocassetten-Recorder und später der Videoplattenspieler gehören. Von den Cassetten-Recordern werden in Berlin neue Modelle mit zusätzlichen Bedienungsfeatures demonstriert, in denen raffinierte Mikroprozessorsteuerungen zum Zuge kommen; der neue Video 2 x 4 Super von Grundig enthält derer drei. Übrigens wurde das europäische System Video 2000 kürzlich in den USA für NTSC vorgeführt. In der Beta-Familie demonstriert Sony mit einer neuen Videokopf-einheit, daß Recorder für Halbzoll-Bandcassetten wesentlich flacher sein können als bisher.

Zukunftsmöglichkeiten bei Videocassetten-Recordern sind nach Ausführungen des Entwicklungsleiters im Philips Videowerk Wien, Dr.-Ing. A. Seibt, Stereophonie und Zweisprachenbetrieb entsprechend der Entwicklung bei Fernsehsendungen, Programmcodierung auf dem Band und auch automatische Spurumschaltung nach Art des Autoreserve-Betriebes für Compact-Cassetten. Einen deutlichen Impuls für Videocassetten-Recorder erwartet die Fachwelt bei Einführung einer von den Fernsehanstalten mitübertragenen Programm-kennung, wie sie als ZPS-System (Zusatz-Programme in Sendepausen) von Blaupunkt vorgeführt wird. Durch die Kennung wird eine gegenüber Zeitverschiebungen im Programmablauf sichere Aufnahme möglich.

Spätere Generationen von Videorecordern dürften dann auch mit kleineren Cassetten und neuartigen Bänder arbeiten, die sie in jüngerer Zeit mit Prototypen von einigen Herstellern für das Videofilmen demonstriert wurden. Bis dahin wird aber wohl die Mitte dieses Jahrzehnts erreicht sein.

Auch in Berlin werden wir verschiedene Videoplatten-Systeme vorgeführt bekommen, das hier schon lange bekannte laser-optoelektronische VLP von Philips mit seinem neuen Kürzel LV für Laservision und auch die beiden mit kapazitiver Abtastung CED sowie VHD, von denen das erste Riilen auf der Platte braucht, während das andere ohne Riilen auskommt. Entscheidender Vorteil von LV ist die Unempfindlichkeit der Platten, während die kapazitiv abgetasteten Platten nur in massiven Cassetten hantiert werden dürfen. Die Video- und Fernsehent-

wicklung geht also überall und in allen Teilbereichen kontinuierlich weiter.

Der entscheidende Schritt in der Qualitätsverbesserung der Schallplattenmusik ist nun für 1982 geplant. Auf der Funkausstellung werden nicht nur Philips und Sony die Compact Disc Digital Audio, kurz CD genannt, vorführen. Von dieser Schallplatte wird der Hörer Aufnahmen so genießen können, wie Künstler und Aufnahmeteam sie selbst gehört, gestaltet und freigegeben haben. Einflußgrößen bleiben dann nur noch die Wiedergabeanlage des Hörers, die akustischen Eigenschaften seines Wohnraumes und seine Ohren. An der Einführung dieser Technik werden die Systeme- und Geräteentwickler ebenso beteiligt sein, wie die Programmverantwortlichen. Von letzteren ist schon heute zu hören, daß sie im Hinblick auf die weltweite „Piraterieseuche“ nicht gerade unglücklich darüber sind, daß sich die CD

Bild 3. Der Blick in den geöffneten Spieler für LV-Videoplatten zeigt, daß diese Platten ganz normal wie Schallplatten aufgelegt werden können, im Bild vorn der von unten wirkende optoelektronische Abtaster (Philips-Bild)



auf herkömmlichen Plattenpressen nicht so ohne weiteres nachmachen läßt.

Entscheidende technische Daten sind die Spielzeit von 60 Minuten Stereo auf einer Seite von 12-cm-Durchmesser ebenso wie der geradlinige Frequenzgang von 20 Hz bis 20 000 Hz und der Dynamikbereich von mehr als 90 dB. Grundlage dafür ist das Format des Digitalsignals mit seiner Abtastfrequenz von 44,1 kHz und der Quantisierung von 16 bit linear pro Kanal, was zu einer Bitrate von 4,3218 MBits/s führt. Allerdings wird sich die neue Schallplatte sicher nur langsam einführen. Schließlich besitzen noch heute, 25 Jahre nach dem Ende der Schellack-Ära, viele Menschen 78-Touren-Platten und spielen sie auch ab.

Vorläufig werden weiterhin vervollkommnete Phonogeräte für unsere üblichen Schallplatten angeboten, wobei die steigende Anzahl an Plattenspielern mit Tangentialabtastung und auch Quarzstabilisierung für die Tourenzahl besonders auffällig ist. Mikrocomputersteuerung erleichtert die Anwahl bestimmter Musikstücke und ersetzt manuelle Eingriffe beim Abspielen, was logischerweise die Platten schont.

Ein Symbol für die weiterhin große Beliebtheit der Compact-Cassetten sind verschiedene von internationalen Herstellern neu angebotene Casseiver. Diese Kombination aus Receiver und Cassetdeck in HiFi-Qualität scheint frühere Compact-Anlagen langsam abzulösen. Auch bei HiFi-Cassetten-Laufwerken finden wir vermehrt Mikroprozessor-Steuerung und Automaten zur Vorwahl von Programmteilen auf dem Band.

Neue Doppellaufwerke für Compact-Cassetten werden nicht nur angeboten, um dem Cassettenfreund sein Kopieren zu er-

leichtern, sondern auch für kontinuierlichen Betrieb einer Cassette nach der anderen, oder – etwas raffinierter – für die Kombination der Wiedergabe von beiden Cassetten, z. B. eines Textes mit einer Hintergrundmusik. Beim Kopieren von Cassetten sollen zwei Varianten nicht vergessen werden: Laufwerke zum Kopieren von Compact-Cassetten mit doppelter Geschwindigkeit und solche, zum Kopieren von Compact-Cassette auf Microcassette. Sonst aber verläuft die Entwicklung der Micro-Cassette zum HiFi-Stereo-Träger langsamer, als noch vor einiger Zeit allgemein erwartet.

Entwicklungen auf dem Lautsprechergebiet sind in den letzten Jahren durchweg Entwicklungen in kleinen Schritten. Deutliche Impulse dürfte die Lautsprechertechnik von der Einführung der Compact-Disc bekommen, denn so mancher HiFi-Freund wird sich dann überlegen, ob seine Lautsprecher noch mithalten, was die neuen Platten an Dynamik liefern. Einen Subwoofer, der sich auch dann noch bewähren wird, demonstriert die Berliner MBL-Akustikgeräte GmbH mit ihrem MBL 200 für Frequenzen von 20 Hz bis 200 Hz und Schalldruckpegel bis 100 dB bei 25 Hz. In diesem aktiven Lautsprecher strahlt eine vertikal stehende Konusmembran mit ihrer Außenseite gleichmäßig nach allen Seiten. So ein Tiefbaß-Lautsprecher könnte jede Stereo-Anlage bei tiefen Frequenzen verstärken.

Die Entwicklung der Autoradiotechnik vom einfachen Radio über die Stereo-Radio-Cassetten-Kombination zum digitalen Gerät einer Auto-Audio-Anlage verläuft in den letzten Jahren kontinuierlich. Als Topmodell demonstriert Blaupunkt in diesem Jahr eine Weiterentwicklung der Berlin-Reihe mit ihrem Bedienungsteil am

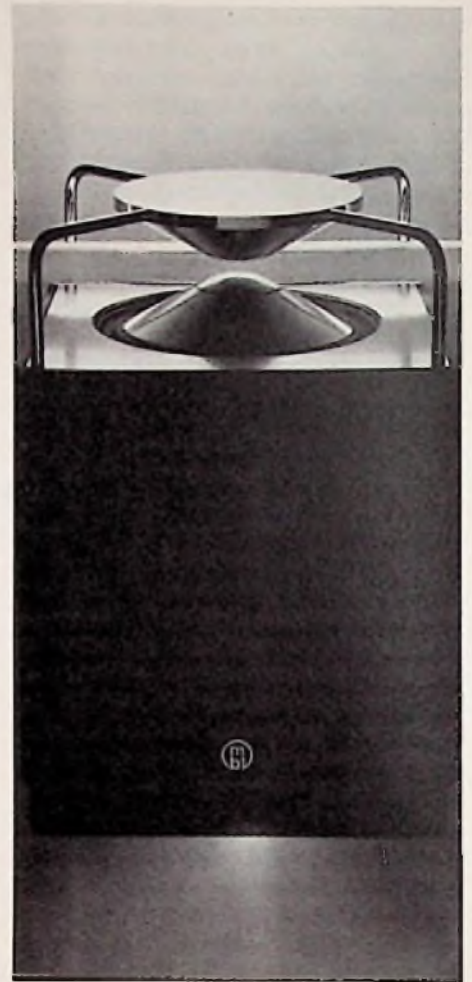


Bild 5. Der untere Konus auf dieser Lautsprecherbox ist die nach außen strahlende Membran des 30-cm-Systems beim Subwoofer MBL 200

Bild 4. Zu den modernen Digital-Autoradios von Blaupunkt gehört auch der Bamberg SQR 82; in der rechten oberen Ecke die neugestaltete Doppeltaste für den Sendersuchlauf



Schwanenhals. In ihm sorgt das PCI-System (Program-Comparison and Identification) dafür, daß ein gewünschtes Programm immer von seinem optimal einfallenden Sender empfangen wird. Die dafür notwendige Lokalisierung der Empfangsstation im Auto erfolgt an Hand der ARI-Kennungen. Was an UKW-Sendern und Programmen in der Bundesrepublik aufgenommen werden kann, ist im Mikrocomputer-System eingespeichert. Wird ein Sender zu schwach, so läuft CPI automatisch auf den momentan besten desselben Programms. Mikrocomputer im Bedienteil und im Gerät selbst sorgen dafür, daß ein Vierleiterbus zwischen beiden ausreicht.

Hi-Fi-Cassettenrecorder

Bessere Höhenaufzeichnung mit dem Dolby-HX-System

Wer hinter dem Dolby-HX-System einen Kompander vermutet, der irrt: Das HX-System verbessert die Höhenaufzeichnung von Cassettenrecordern, indem es den Wert des Vormagnetisierungsstroms dem aufzunehmenden Musikstück anpaßt. Hochtonreiche Jazz-Musik erfordert zum Beispiel ein weniger vormagnetisiertes Band als tieftonreiche Orgelmusik. Eine laute hochtonreiche Passage, die das Band üblicherweise übersteuern würde, „entschärft“ das HX-System durch Zurücknahme der Höhenanhebung. Damit dadurch der Frequenzgang nicht ins Schlingern gerät, wird die Vormagnetisierung gleich mitgeändert. Schlechte Bänder, gleich welcher Bandsorte, werden durch das HX-System nicht besser, vielmehr sorgt es dafür, daß teure und gute Bänder ihre Qualität auch tatsächlich ausspielen können. Nicht die dafür erforderliche Technik, sondern die Wirkungsweise des HX-Systems durchleuchtet Reinhard Frank in seinem Beitrag.

Bereits auf der Internationalen Funkausstellung 1979 stellten die Dolby-Laboratories in Berlin das „HX“-System vor, mit dem abhängig vom Hochtongehalt des Programms per variablem Vormagnetisierungsstrom die Hochtonaufzeichnung bei niedrigen Bandgeschwindigkeiten erheblich besser wird. Das HX-System hat sich bislang freilich kaum durchsetzen können, weil sich der Fortschritt nicht in spektakulären Zahlenwerten darstellen läßt! Eine technische Begründung für die spärliche Verbreitung des HX-Systems ist darin zu sehen, das es sehr weit in die Recorderentwicklung eingreift, und sich nicht einfach zu der vorhandenen Elektronik hinzufügen läßt. Dolby-HX erfordert eine grundlegende Neuentwicklung der Aufnahmeverstärker (siehe auch Blockschaltung Bild 1). Dennoch stehen die Chancen für das HX-System nicht schlecht, weil es bei den kommenden (Mikro)-Cassettenrecordern mit 2,4 cm/s Bandgeschwindigkeit Hi-Fi-Qualität ermöglicht. Dolby-HX codierte Aufnahmen sind außerdem kompatibel mit Dolby-B codierten Aufzeichnungen,

und „HX-Recorder“ sollen bei Aufnahme die Wahlmöglichkeit bieten zwischen Dolby-B-Betrieb mit und ohne HX-System. Damit wären HX-codierte Aufnahmen auf jedem beliebigen Cassettenrecorder, mit Gewinn an Wiedergabequalität, abzuspielen. Da das HX-System einen Teil der Dolby-B-Elektronik nutzt (Erkennen lautstarker hochtonreicher Musikpassagen), kann es nicht als selbständige Einheit in Cassettenrecorder eingebaut werden.

Einfluß des Vormagnetisierungsstroms

Bei der Magnetbandaufzeichnung ist hinsichtlich des Wertes des Vormagnetisierungsstroms ein Kompromiß einzugehen: Niedriger Vormagnetisierungsstrom begünstigt die Hochtonaufzeichnung, bringt aber Nachteile bei tiefen und mittleren Frequenzen, denn im Tieftonbereich steigen die Verzerrungen an, und der maximale Ausgangspegel MOL (Maximum Output Level) bei 333 Hz sinkt. Durch

niedrige Vormagnetisierung werden außerdem das Modulationsrauschen und die Anfälligkeit für Dropt-outs erhöht.

Bei hohem Vormagnetisierungsstrom wird zwar die Tieftonaufzeichnung besser, der maximale Ausgangspegel für 333 Hz steigt, das Modulationsrauschen und die Drop-out-Anfälligkeit nehmen ab, doch fällt dafür die Bandempfindlichkeit bei 10 kHz sowie der maximale Ausgangspegel bei dieser Frequenz (Bild 2).

Wie Amplitudenstatistiken (Bild 3) von Musikprogrammen zeigen, kommen Spektralanteile hoher Frequenz mit geringeren Pegeln vor als solche tiefer und mittlerer Frequenz. Viele Recorderhersteller neigen deshalb dazu, ab Werk hohe Vormagnetisierungsströme einzustellen. Daraus resultieren dann bei der Hochtonaufzeichnung zwangsläufig Probleme mit schlechten niederkoerzitativen Bändern.

Die Bandsättigung ist bei hohen Frequenzen rasch erreicht

Bei hohen Frequenzen (Meßfrequenz 10 kHz) steigt proportional mit dem Erhöhen des Vorband-Pegels auch der Hinterband-Pegel bis zu einem gewissen Wert. Danach steigt der Hinterbandpegel nicht mehr, wenn der Vorbandpegel weiter angehoben wird. Bei noch stärkerem Vorbandpegel (Übersteuerung) sinkt der Hinterbandpegel sogar wieder, weil das Band bis weit in die Sättigung magnetisiert worden ist (dumpfes Klangbild).

Der maximal zulässige Vorbandpegel läßt sich durch den Wert des Vormagnetisierungsstroms variieren: Bei niedrigem Vormagnetisierungsstrom wird die Bandsättigung erst bei höherem Vorbandpegel er-

reicht. Die zuvor beschriebenen Nachteile einer niedrigen Vormagnetisierung bleiben allerdings bestehen.

Maßnahmen gegen Bandsättigung in Hochtonbereich

Ein konstanter Vormagnetisierungsstrom ist beim Aufzeichnen eines Signals mit breitbandigem NF-Spektrum, besonders bei niedrigen Bandgeschwindigkeiten (siehe dazu FT 5/81 S. 172-176), immer ein Kompromiß. Üblicherweise führt dieser Kompromiß zu guter Aufnahmequalität im Baß- und Mitteltonbereich, und zu schlechteren Ergebnissen im Hochtonbereich.

Auf jeden Fall ist es günstig, wenn die Vollaussteuerungs- oder Verzerrungskurven von Band und Recorder so liegen, daß sie der Amplitudenstatistik des aufzunehmenden Musikstücks entsprechen (Bild 4). Jedes Programm, das die Grenzen der Amplitudenstatistik nicht über-

schreitet, kann das Band dann voll aussteuern. Man erhält so Aufnahmen mit maximalem Rauschabstand und minimalen Verzerrungen.

Da sich aber die Amplitudenstatistiken verschiedener Instrumente oder Musikgattungen stark voneinander unterscheiden (Bild 3), gibt es auch hier kein allgemeingültiges „Kochrezept“, denn Signalspektren außerhalb des vorgesehenen Amplitudenspektrums, lassen sich nicht mehr mit maximalem Pegel aufzeichnen. Um Übersteuerungen in einem Frequenzbereich zu vermeiden, muß deshalb der Gesamtpegel der Aufnahme herabgesetzt werden. Besonders unangenehm wäre ein Übersteuern im Hochtonbereich. Fünf Möglichkeiten gibt es freilich, bei obertonreichem Programm, Hochtonverluste zu vermeiden:

- Aufnahme bei niedrigem Pegel durchführen; dadurch wird der Rauschabstand schlechter.
- Vormagnetisierung verringern; dann steigen die Verzerrungen bei tiefen Frequenzen.

Bild 1. a) Herkömmlicher Cassettenrecorder mit Dolby-B-Nr. b) Cassettenrecorder mit zusätzlichem HX-System

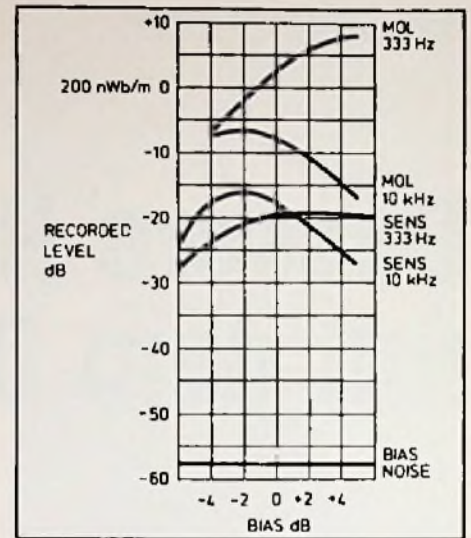
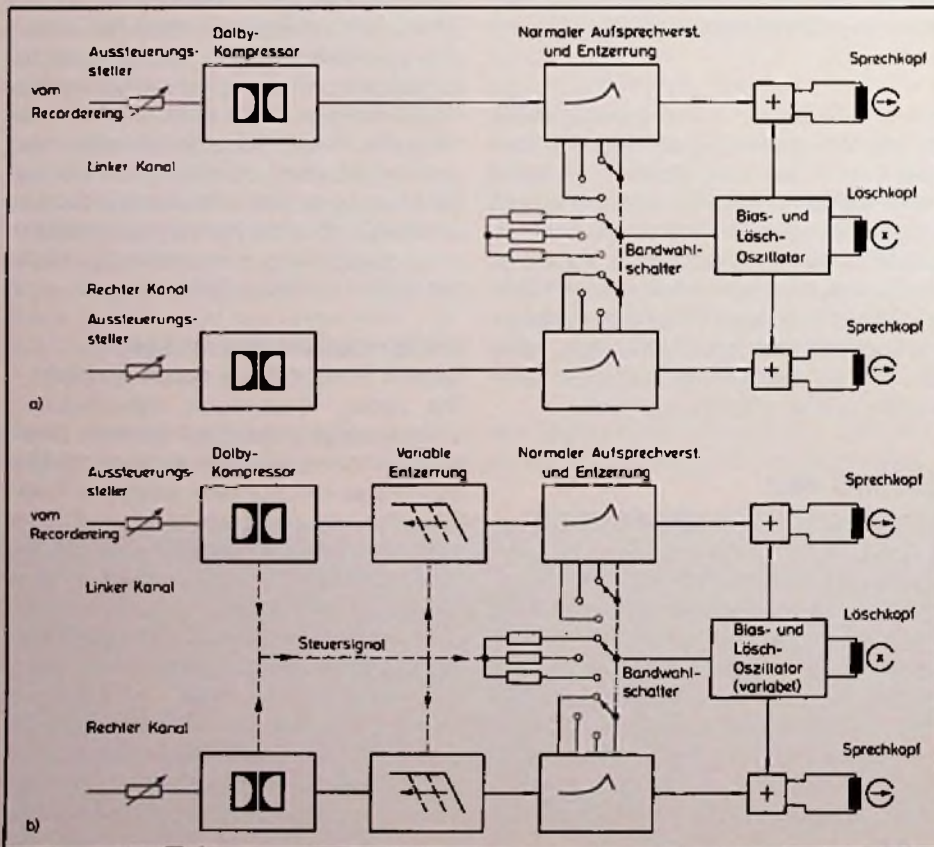


Bild 2. Abhängigkeit der Empfindlichkeit und des maximalen Hinterbandpegels (MOL) von der Vormagnetisierung eines typischen Fe₂O₃-Bandes

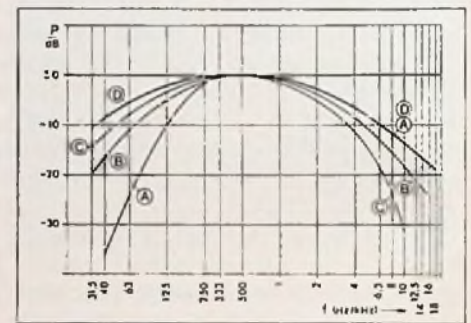


Bild 3. Amplitudenstatistiken nach S. Marquard. Sie geben an, welche maximalen Pegel bei verschiedenen Musikgattungen abhängig von der Frequenz zu erwarten sind. A) Cembalo B) Symphonische Musik C) Orgel D) Jazz und Musical

● Das Aufnahmesignal wird im Hochtonbereich komprimiert und bei der Wiedergabe expandiert. Rauschunterdrückungssysteme haben aber auch ihre Kehrseiten (FT 5/81 S. 177).

● Aufnahmeentzerrung programmabhängig verändern. Das ist in der Praxis nur schwer durchführbar; die nächste Möglichkeit wäre viel einfacher.

● Band mit guten Sättigungseigenschaften bei hohen Frequenzen verwenden. Das stößt oft auf wenig Gegenliebe der Recorderbenutzer, denn solche Cassetten sind teuer.

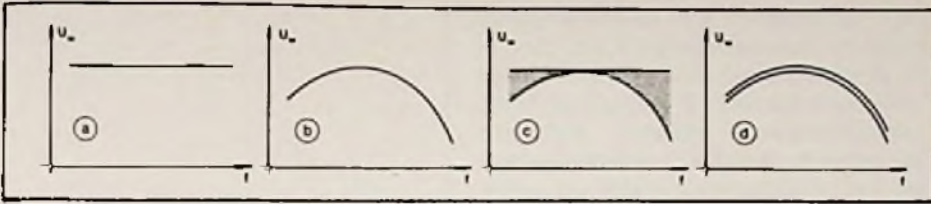


Bild 4. Der Arbeitsbereich (frequenzabhängiger Verlauf gleichgroßer Verzerrungen) eines Magnetbandspeichers wird den Erfordernissen angepaßt. a) Bandspeicher mit geradlinigem Arbeitsbereich. b) Frequenzgang (Amplitudenstatistik) des zu speichernden Signals. c) der punktierte Bereich zeigt unnötige Reserven des Speichers auf. d) der Arbeitsbereich wird dem Amplitudenspektrum angepaßt. (Bildnachweis: Agfa-Buch „Schallspeicherung auf Magnetband“)

● Eine letzte Möglichkeit gäbe es noch, die aber für die Cassettenrecorder nicht ernsthaft in Erwägung zu ziehen ist: Das Erhöhen der Bandgeschwindigkeit. Das ist für den Recorderentwickler einfach, sorgt allerdings für hohe Bandkosten und kurze Spielzeiten.

Diese Maßnahmen ergreift Dolby-HX

Mit dem HX-System wendet Dolby die zweite und vierte Möglichkeit gleichzeitig an. Wenn das Programm viele laute Anteile mit hohen Frequenzen enthält, wird der Vormagnetisierungsstrom automatisch gesenkt. Nach Dolby-Angaben sind dann die höheren Verzerrungen im Baßbereich und bei den mittleren Frequenzen sowie das Modulationsrauschen vernachlässigbar, im Vergleich zu der sonst viel deutlicher hörbaren Frequenzgangverfälschung durch die Höhensättigung.

Tabelle 1. Hinterbandpegel gemessen an dem Cassettenrecorder „3600“ (Aiwa) mit Cassettenband „CHF“ (Sony). Bei niedrigen und mittleren Frequenzen wirkt sich eine Abweichung des Vormagnetisierungsstromes vom Normalwert viel schwächer aus, als bei hohen Frequenzen

Frequenz	Hinterbandpegel wenn Vormagnetisierung:		
	Minimal	Normalstellung	Maximal
400 Hz	- 0,3 dB	0 dB	- 1,0 dB
3 kHz	+ 1,5 dB	0 dB	- 1,5 dB
6,3 kHz	+ 2,5 dB	0 dB	- 2,5 dB
10 kHz	+ 4,0 dB	0 dB	- 3,5 dB
12 kHz	+ 4,5 dB	0 dB	- 4,0 dB

Dolby-HX wirkt auch auf die Aufnahmeentzerrung

Wie aus Bild 2 hervorgeht, steigt die Bandempfindlichkeit bei hoher Frequenz (10 kHz), wenn der Vormagnetisierungsstrom verringert wird. Der Rückgang der Empfindlichkeit bei mittleren und tiefen Frequenzen ist dagegen wesentlich kleiner. Die Messung des Hinterbandpegels aus einem Cassettenrecorder bestätigt dies (Tabelle 1). Wenn nun beim HX-System lediglich der Vormagnetisierungsstrom verringert werden würde, wäre damit eine Veränderung des Frequenzgangs verbunden, die bei hohen Frequenzen besonders stark ist. In der Praxis käme das einem programmabhängigen Frequenzgang gleich.

Mit dem Verringern der Vormagnetisierung wurde beim HX-System deshalb gleichzeitig die Aufnahmeentzerrung so verändert (Bild 1), daß der Frequenzgang unabhängig vom Programm stets konstant bleibt. Dabei entspricht die Rücknahme der Aufsprech-Höhenanhebung genau dem Pegelgewinn durch den niedrigeren Vormagnetisierungsstrom. Dolby-B-Schaltkreise enthalten bereits die nötigen Bewertungsfilter für die variable Entzerrung. Es liegt daher nahe, Dolby-HX in Recorder einzubauen, die ohnehin mit dem Dolby-B-Rauschunterdrückungssystem ausgestattet werden. Als Zusatzbaustein ist dann lediglich die variable Entzerrung vorzusehen.

Der Nutzen von Dolby-HX hängt von den Bändern ab

Den größten Nutzen bringt Dolby-HX mit hochwertigen hochkoerzitativen Bändern,

bei denen ein Senken des Vormagnetisierungsstroms, nicht gleich zu drastischen Nachteilen im Mittel- und Tieftonbereich führt. Schlechte niederkoerzitive Bänder, die bei akzeptabler Höhenwiedergabe ohnehin nur einen niedrigen Vormagnetisierungsstrom vertragen, verhelfen hingegen kaum zu Vorteilen, weil der Vormagnetisierungsstrom nicht im gleichen Maß verringert werden kann, wie bei hochwertigen Bändern: Schlechte Bänder bleiben schlecht, die Qualität guter Bänder aber wird durch Dolby-HX besser genutzt.

Im Vergleich zum Betrieb mit Dolby-B, bringt das HX-System je nach Recorder und Bandsorte einen Gewinn an Höhensteuerbarkeit (10 kHz) von maximal 6 dB. Hochwertige Fe₂O₃-Bänder schnitten dabei am besten ab, wie überhaupt die Unterschiede zwischen den Bandsorten (aber nur bei guten Bandqualitäten!) durch das HX-System wesentlich verringert werden. Noch deutlicher dürften die Verbesserungen bei Cassettenrecordern mit 2,4 cm Bandgeschwindigkeit ausfallen. □

S/W-Fernsehergeräte

Kleinfernseher mit flachem Bildschirm

Ein neuartiges Taschen-Fernsehergerät mit einem flachen Bildschirm hat der britische Erfinder Clive Sinclair vorgestellt. Der zehn Zentimeter breite und fünf Zentimeter hohe Bildschirm, Kernstück der Entwicklung, ist eine von Sinclair erfundene Bildröhre, die nur 19 Millimeter dick ist. Verglichen mit den üblichen Kathodenstrahlröhren ist sie laut Sinclairs Angabe dreimal heller, benötigt aber nur ein Viertel bis ein Zehntel an elektrischer Leistung. Dadurch ist Batteriebetrieb möglich.

Das Schwarzweißgerät ist rund 15 Zentimeter hoch, zehn Zentimeter breit, 2,5 Zentimeter dick und auf die wichtigsten Fernsehnormen umschaltbar, so daß es fast überall auf der Erde benutzt werden kann. Zugleich enthält es einen UKW-Hörfunkempfänger. Der Uhrenhersteller Timex wird das Gerät herstellen und zu einem Preis um 50 Pfund (etwa 200 Mark) vertreiben.

Sinclair hatte zuvor einen Taschenfernseher mit einer 5-Zentimeter-Bildröhre von AEG-Telefunken entwickelt. Er will nach eigenem Eingeständnis das nachvollziehen, was mit dem Hosentaschenradio im Hörfunk bewirkt wurde. web

Meßtechnik

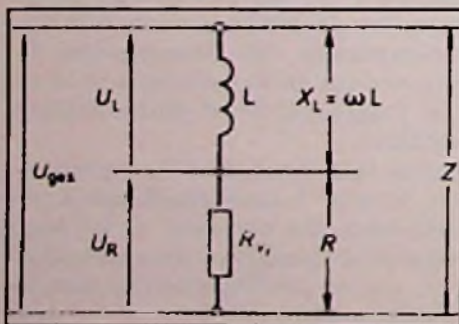
Lothar Starke

Verlustfaktormessung mit einfachen Mitteln

Der *Verlustfaktor* ist neben der Induktivität der wichtigste Kennwert einer Spule. Er gibt den Anteil der Energie an, die innerhalb der Spule in Wärme umgesetzt wird. Vor allem bei Schwingkreisspulen soll diese Verlustenergie möglichst klein sein. Deshalb spielt bei diesen der Verlustfaktor eine besonders große Rolle. Die in einer Spule auftretenden Verluste werden ersatzweise durch einen gedachten Widerstand dargestellt, der so wirkt, als wäre er der Spule in Reihe geschaltet (Bild 1).

Man nennt diesen gedachten Widerstand den Verlustwiderstand oder auch Reihenverlustwiderstand R_{vr} . Er verhindert zunächst einmal, daß die gesamte zugeführte Energie in der Spule als Magnetfeld gespeichert wird. Somit wird sie auch weniger Energie zurückgeben, wenn das Magnetfeld zusammenbricht. Damit hat aber die verlustbehaftete Spule auch nicht die erwünschten 90° Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung sondern

Bild 1. Ersatzschaltung der verlustbehafteten Spule



um so weniger, je größer der ohmsche Verlustanteil ist. Das Zeigerdiagramm gibt darüber Aufschluß (Bild 2).

Die Abweichung des Phasenwinkels φ von den 90° nennt man *Verlustwinkel* δ . Je größer er ist, um so größer ist auch der Verlustwiderstand der Spule. In der Praxis kennzeichnet man aber die Verluste nicht durch den Verlustwinkel, sondern durch dessen Tangens. Der Tangens des Verlustwinkels heißt Verlustfaktor. Er kann aus dem Zeigerdiagramm wie folgt bestimmt werden:

Beispiel

Eine Spule hat eine Induktivität von 100 mH und einen Verlustwiderstand von 100 Ω . Welcher Verlustfaktor tritt bei einer Frequenz von 100 kHz auf?

Lösung

$$\tan \delta = \frac{R_{vr}}{\omega_0 \cdot L} = \frac{100 \Omega}{6,28 \cdot 10^5 \text{ Hz} \cdot 0,1 \text{ H}} = 1,59 \cdot 10^{-3}$$

Die Induktivität einer Spule kann nur dann hinreichend genau bestimmt werden, wenn man den Verlustfaktor kennt. Durch Strom- und Spannungsmessung gewinnt man den Scheinwiderstand Z der Spule (Bild 3) nach der Gleichung:

$$Z = U : I$$

Wie wir aus Bild 2 sahen, enthält der Scheinwiderstand den gesuchten indukti-

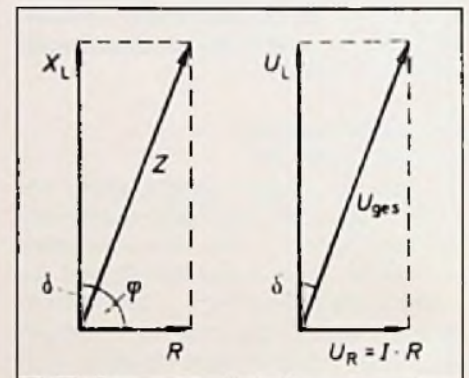


Bild 2. Zeigerdiagramm der verlustbehafteten Spule

ven Anteil $X = \omega \cdot L$ und den ohmschen Anteil des Verlustwiderstandes R_{vr} . Zwischen dem ohmschen Widerstand und dem Scheinwiderstand besteht die Beziehung:

$$\cos \varphi = \frac{R_{vr}}{Z}$$

Zum Verlustwiderstand R_{vr} gelangt man durch Umstellung der Gleichung, wobei für φ gleich $(90^\circ - \delta)$ gesetzt wird.

$$R_{vr} = \cos(90^\circ - \delta) \cdot Z$$

Der Verlustwinkel ist

$$\delta = \arccos \frac{R_{vr}}{Z}$$

Um zu einem gültigen Ergebnis zu gelangen, muß folglich zunächst der Verlustfaktor $\tan \delta$ bestimmt werden. Das aber kann nur meßtechnisch geschehen.

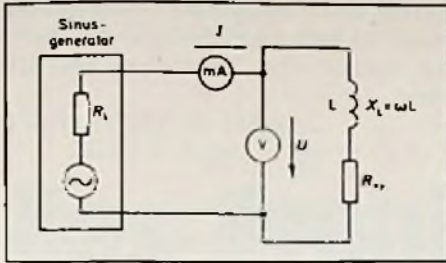


Bild 3. Meßschaltung zum Bestimmen des Scheinwiderstandes einer Spule

Blindwiderstände bzw. -leitwerte der Spule und des Kondensators auf. Wirksam bleibt in beiden Fällen der ohmsche Wirkanteil der Verluste. Da derjenige des Kondensators meistens vernachlässigbar klein gegenüber den Spulenverlusten ist, wirken in diesem Falle praktisch nur die letzteren.

Zwischen der Resonanzfrequenz f_{res} , den Spulenverlusten und der Bandbreite b besteht folgende Beziehung:

$$b = f_{res} \cdot \tan \delta$$

Daraus kann auf die Verluste geschlossen werden. In Bild 4 a tritt bei der Resonanzfrequenz die höchste Spannung U_M auf. Durch den Reihenschwingkreis in Bild 4 b fließt bei der Resonanzfrequenz der größte Strom. Damit erreicht der Spannungsabfall am Meßwiderstand R_M ebenfalls ein Maximum.

Wird nun die Frequenz größer als die Resonanzfrequenz eingestellt, so sinkt in beiden Fällen die Meßspannung ab. Dasselbe geschieht, wenn die Frequenz kleiner als die Resonanzfrequenz gewählt

wird. Die obere Grenzfrequenz f_o kann am Sinusgenerator abgelesen werden, wenn die Meßspannung durch Erhöhen der Frequenz auf 70,7% ihres Maximalwertes abgesunken ist.

Die untere Grenzfrequenz f_u kann am Sinusgenerator abgelesen werden, wenn die Meßspannung durch Verringern der Frequenz auf 70,7% ihres Maximalwertes abgesunken ist. Die Differenz zwischen oberer und unterer Grenzfrequenz ist die Bandbreite (Bild 5).

$$f = f_o - f_u$$

Der Verlustfaktor ergibt sich danach durch Umstellen obiger Gleichung wie folgt:

$$\tan \delta = \frac{b}{f_{res}}$$

Meßfehler können entstehen, wenn im Bild 4 a der Eingangswiderstand R_E des Meßgerätes nicht hochohmig genug ist. Die Spulenverluste wirken in dieser Schaltung nicht mehr als Reihewiderstand, sondern als herauftransformierter Paral-

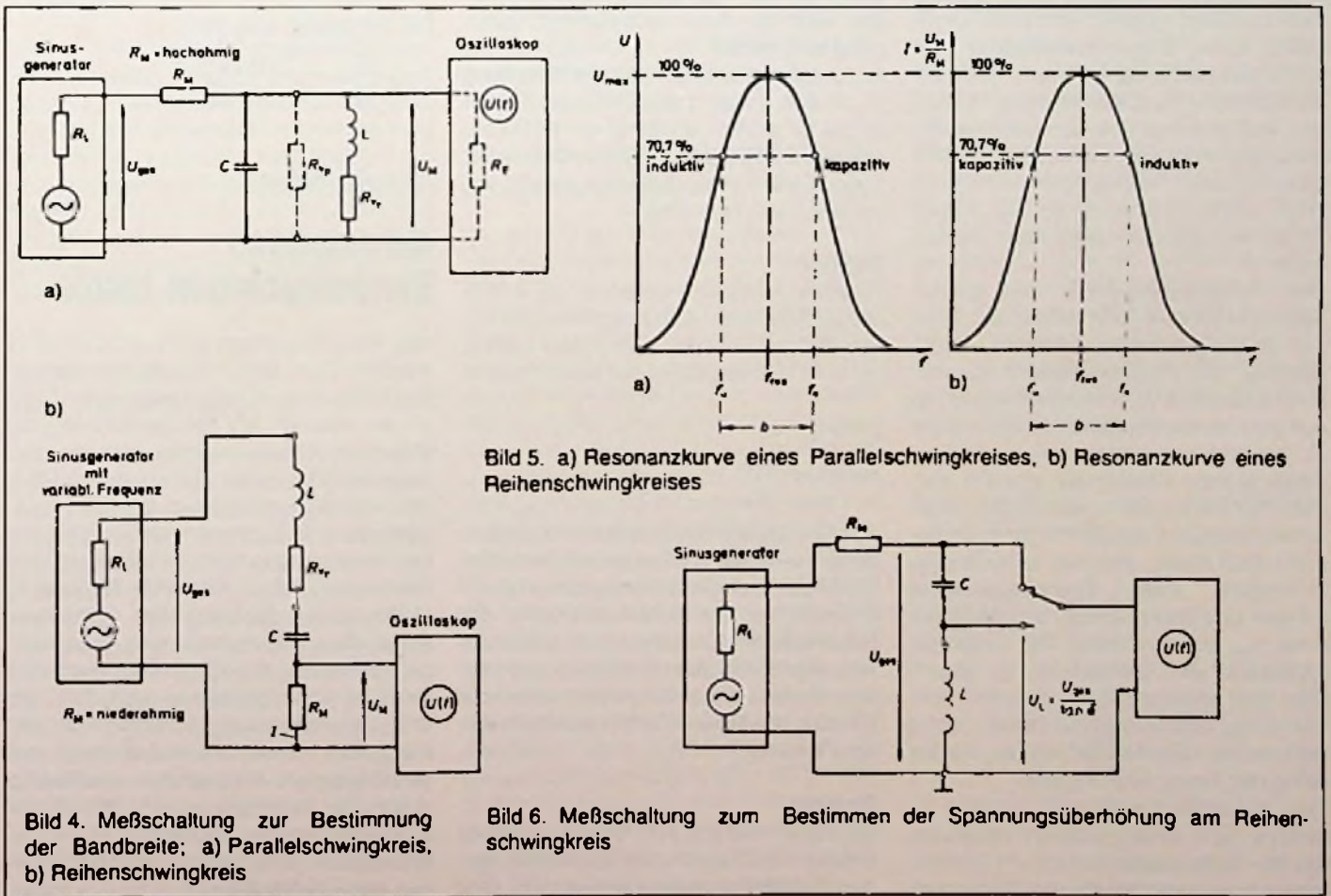


Bild 5. a) Resonanzkurve eines Parallelschwingkreises, b) Resonanzkurve eines Reihenschwingkreises

Bild 4. Meßschaltung zur Bestimmung der Bandbreite; a) Parallelschwingkreis, b) Reihenschwingkreis

Bild 6. Meßschaltung zum Bestimmen der Spannungsüberhöhung am Reihenschwingkreis

leiverlustwiderstand R_{vp} . Zwischen diesen beiden Verlustwiderständen besteht die Beziehung:

$$R_{vp} = \frac{X_L^2}{R_{vr}}$$

Beispiel

Der Reihenverlustwiderstand einer Spule mit $L = 100$ mH hat einen Wert von 100Ω . Sie bildet mit einem Kondensator einen Parallelschwingkreis, dessen Resonanzfrequenz bei 100 kHz liegt. Wie groß ist der wirksame Parallelverlustwiderstand?

Lösung

Zunächst wird der Blindwiderstand berechnet:

$$X_L = \omega \cdot L = 2 \cdot 3,14 \cdot 105 \text{ Hz} \cdot 0,1 \text{ H} = 62,8 \text{ k}\Omega$$

Der wirksame Parallelverlustwiderstand wird dann

$$R_{vp} = \frac{X_L^2}{R_{vr}} = \frac{(62,8 \cdot 10^3 \Omega)^2}{100 \Omega} = 39 \text{ M}\Omega$$

Eine fehlerfreie Messung ist in diesem Falle nur dann möglich, wenn das Oszilloskop einen Eingangswiderstand von mindestens $3900 \text{ M}\Omega$ aufweist. Auch der Vorwiderstand R_M sollte derart hochohmig sein, weil er sich ja über den Generatorinnenwiderstand parallel zum Schwingkreis schaltet. Diese Forderungen sind in der Praxis nicht zu erfüllen, so daß dieses Verfahren möglichst gemieden werden sollte.

Beim Reihenschwingkreis nach Bild 4 b können Meßfehler dann entstehen, wenn der im Resonanzfalle fließende Strom nicht nur vom Verlustwiderstand R_{vr} , sondern außerdem vom Meßwiderstand R_M und vom Innenwiderstand des Generators R_i bestimmt wird. Daher muß der Meßwiderstand sehr niederohmig gewählt werden. Den Fehler, der durch den Generatorinnenwiderstand entsteht, kann man dadurch klein halten, daß man zum Generatorausgang einen Spannungsmesser schaltet und darauf achtet, daß die Spannung U_{ges} konstant bleibt. Der Eingangswiderstand des Oszilloskops ist gegenüber dem Meßwiderstand meistens sehr hochohmig und wird damit keinen Fehler verursachen. Deshalb ist dieses Verfahren in der Praxis vorzuziehen.

Viele Verlustfaktormeißgeräte arbeiten allerdings nach einem anderen Verfahren, das die Spannungserhöhung im Reihenschwingkreis ausnutzt. Bei der Resonanz-

frequenz sinkt ja der Widerstand dieses Schwingkreises auf sehr kleine Werte ab. Das bedeutet, daß der Strom ansteigt. Er verursacht an beiden Bauelementen L und C je ein Spannungsmaximum. Da aber die Spannung an der Spule dem Strom um 90° vorseilt, die Spannung am Kondensator aber um 90° nacheilt, heben sich beide Teilspannungen gegenseitig auf. Damit haben wir den merkwürdigen Fall, daß die beiden Teilspannungen der Reihenschaltungen größer sind, als die Gesamtspannung. Das Verhältnis zwischen der Gesamtspannung und jeder der beiden Teilspannungen ist gleich dem Verlustfaktor. Für die Spule gilt:

$$\tan \delta_L = \frac{U_{ges}}{U_L}$$

Das Bild 6 zeigt die entsprechende Meßschaltung. Die Messung wird dadurch vorbereitet, daß man die Frequenz des Sinusgenerators gleich der Resonanzfrequenz des Schwingkreises wählt. In diesem Falle sinkt die Spannung am Schwingkreis U_{ges} auf ein Minimum ab. Der Wert der dann verbleibenden Spannung wird notiert.

Anschließend schaltet man die Spannung U_L an den Eingang des Oszilloskops. Sie ist um so größer, je kleiner die auftretenden Verluste sind. In obige Formel eingetragen liefern beide Spannungswerte unmittelbar den Verlustfaktor.

Beispiel

An einem Reihenschwingkreis liegt im Resonanzfalle eine Spannung von $0,05$ V. Die Teilspannung an der Spule beträgt $U_L = 10$ V. Wie groß ist der Verlustfaktor?

Lösung

$$\tan \delta = \frac{U_{ges}}{U_L} = \frac{0,05 \text{ V}}{10 \text{ V}} = 5 \cdot 10^{-3}$$

Auf Grund des ermittelten Verlustfaktors lassen sich der Verlustwinkel, der Phasenwinkel und der Verlustwiderstand berechnen. Ist der Scheinwiderstand der Spule bekannt, so kann mit dem Verlustwiderstand der Blindwiderstand und daraus wiederum die Induktivität berechnet werden. Wir wollen uns das an einem Beispiel ansehen.

Beispiel

Die Induktivität und der Verlustfaktor einer unbekanntenen Spule sollen gemessen werden. Die Meßspannung beträgt $U = 10$ V

und hat eine Frequenz von 1 kHz. In diesem Falle fließt durch die Spule ein Strom von $3,2$ mA. Ihr Scheinwiderstand ist dann:

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{10 \text{ V}}{3,2 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 3125 \Omega$$

In einem Reihenschwingkreis eingefügt, bleibt die Spulenspannung $U_L = 10$ V. Die Gesamtspannung bricht aber im Resonanzfalle auf $U_{ges} = 0,5$ V zusammen. Das deutet auf folgenden Verlustfaktor hin:

$$\tan \delta = \frac{U_{ges}}{U_L} = \frac{0,5 \text{ V}}{10 \text{ V}} = 0,05$$

Der Winkel δ ist

$$\arctan \delta = \arctan 0,05 \quad \delta = 2,86^\circ$$

Der Verlustwiderstand ist

$$R_{vr} = \cos(90^\circ - \delta) \cdot Z = \cos(90^\circ - 2,86^\circ) \cdot 3125 \Omega = 156 \Omega$$

Daraus läßt sich der Blindwiderstand bestimmen. Er ist:

$$X_L = \sqrt{Z^2 - R_{vr}^2} = \sqrt{(3125 \Omega)^2 - (156 \Omega)^2} = 3121 \Omega$$

Die Induktivität wird dann

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{3121 \Omega}{6,28 \cdot 10^3 \text{ Hz}} = 0,5 \text{ H}$$

Audio-Meßplätze

Automatisch Bandmaschinen testen

Wer Bandmaschinen automatisch testen möchte, dem bietet Sound Technology das „Bandmaschinen Testsystem 1500 A“ an (Vertrieb: MV Meßgeräte Vertrieb, München). Dieses rechnergesteuerte System soll in kürzester Zeit wesentliche Daten von Bandmaschinen messen, aufzeichnen und auswerten. Meßmöglichkeiten: Frequenzgang von 20 Hz bis 40 kHz (Wobbelzeit 40 s); Klirrfaktor (2. und 3. Harmonische) abhängig vom Aufnahmepegel; Wow und Flutter sowie Rauschpegel (bewertet); Bandgeschwindigkeit und Drift bei einer Meßdauer von 10 s bis 610 s; Kanaltrennung abhängig von der Frequenz; Azimuth-Kopfeinstellung bei verschiedenen Frequenzen (Auflösung $\pm 5^\circ$). Alle Meßwerte werden dynamisch in Diagrammform aufgezeigt. Für RFT-Werkstätten betrüblich ist nur der Preis von etwa 19900 DM.

Fernsehempfänger

Hans Joachim Haase

Das Problem der Fernseh-ton-Aufzeichnung

Beim Störabstand schlägt für Hi-Fi-Adapter die Stunde der Wahrheit

Ob bereits eingebaut oder als Zubehör lieferbar – Hi-Fi-Adapter verhelfen nicht etwa zur Hi-Fi-Wiedergabe des Fernsehtons, sondern ermöglichen nur den Anschluß des Fernsehempfängers an eine Hi-Fi-Anlage. Besonders bei Geräten, die das Ton-ZF-Signal nach dem Intercarrier-Verfahren gewinnen, kann von Hi-Fi keine Rede sein. Hauptübel sind die von den Synchronimpulsen hervorgerufenen Störspannungen, sowie kritische Bildinhalte, wie sie bei Schrifteinblendungen vorkommen.

Gerade bei jüngeren Fernsehzuschauern besteht oft der Wunsch nach einer Aufzeichnung des Fernsehons. Bei der heute überwiegend angewandten Netztrennung und durch moderne Tonkanal-ICs ist schaltungstechnisch der Einbau einer TB-Buchse (DIN 41 524) zum Anschluß von Tonbandgeräten kein Problem mehr. Doch gibt es oft Enttäuschungen hinsichtlich der Aufzeichnungsqualität.

Auskoppeln des Fernsehons

Eine für ältere Fernsehempfänger typische Schaltung zum Anschluß von Bandaufzeichnungsgeräten zeigt Bild 1. Entsprechende Platinen gehörten entweder zur Grundausstattung oder konnten als Zubehör auch nachträglich eingebaut werden. Beim Hi-Fi-Tonband-Adapter „481“ von Grundig ist auch die Möglichkeit vorgesehen, den Ton über Anschluß 3-2 der TB-Buchse einer Verstärkeranlage zuzuführen. An galvanisch getrennten Kopfhörer-Buchsen ließ sich ein Aufnahmegerät anschließen, wobei man allerdings meist ein spezielles Überspielkabel verwenden mußte, in das ein hochohmiger (3,3 M Ω) Vor-Widerstand eingefügt war. Die über diese Anschlußmöglichkeit erreichte Auf-

zeichnungsqualität war jedoch kaum zufriedenstellend.

Der Störspannungsabstand ist unzureichend

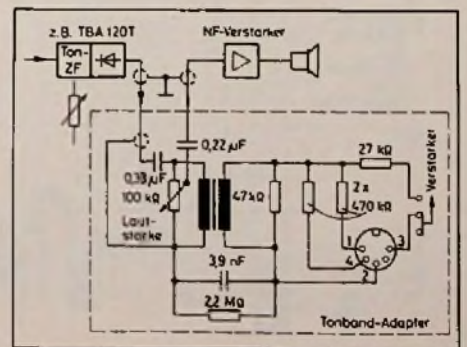
Bei sorgfältiger Schaltungsauslegung des Tonkanals, zum Beispiel mit dem neuen TDA 1235 von Intermetall, kann heute bei Spitzengeräten zwar Hi-Fi-Qualität nach DIN 45 500 erreicht werden, doch liegt die mit Standard-Modellen erzielbare Tonqualität in der Regel deutlich unter diesem Niveau. Dafür ist nicht vorrangig der Übertragungsbereich oder Frequenzgang verantwortlich, sondern der unzureichende Störspannungsabstand. Benutzt man zum Aufzeichnen einen hochwertigen Cassetten-Recorder und gibt man die Aufzeichnung anschließend (oder auch gleichzeitig) über die Lautsprecher einer breitbandigen Hi-Fi-Anlage wieder, zeigen sich weniger klangliche Veränderungen, sondern erhebliche Störgeräusche, die bei der alleinigen Ton-Wiedergabe über den Fernseher kaum aufgefallen wären. Die Hauptstörpegel werden durch die Vertikal-Synchronimpulse (50 Hz) und durch die hochenergetischen Zeilenimpulse (15625 Hz) verursacht, also am unteren und oberen Ende des Übertragungsbereiches.

Farbgeräte haben im Mittel 44 dB Geräuschspannungs-Abstand

Die Kurven in Bild 2 zeigen Übertragungsbereich und Frequenzgang von zwei hochwertigen 66-cm-Farbfernsehern (A und B). Wird das Störspektrum über das im Tonfrequenzbereich lineare Fremdspannungsfiler (DIN 45 500) gemessen, stellt sich an der TB-Buchse ein Fremdspannungsabstand ein, der nur etwa 40 dB beträgt.

Theoretisch könnte der Störabstand bei Intercarrier-Empfängern einen Wert von 52 dB (bei idealer Begrenzung) haben. Würde dieser Wert auch tatsächlich in etwa erreicht, gäbe es bei Bandaufzeichnungen kaum Qualitätsprobleme. Vom Institut für Rundfunktechnik (IRT) durchgeführte Reihenmessungen ergaben jedoch bei Farbfernsehern einen Mittelwert von 44 dB (bewertet), bei S/W-Geräten lag er um 4–6 dB günstiger [1].

Bild 1. Stromlauf des Hi-Fi-Adapters „481“ von Grundig



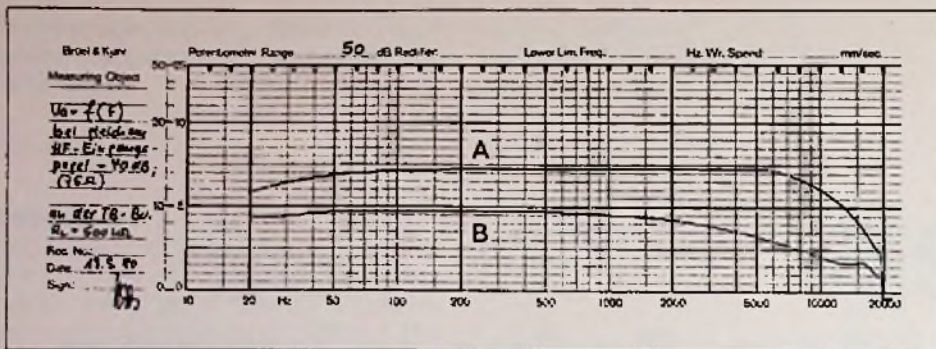


Bild 2. NF-Frequenzgang und Übertragungsbereich von zwei 66-cm-Fs-Empfängern gemessen an TB-Buchse (60 dB μ V an 75 Ω , 12 kHz Hub)

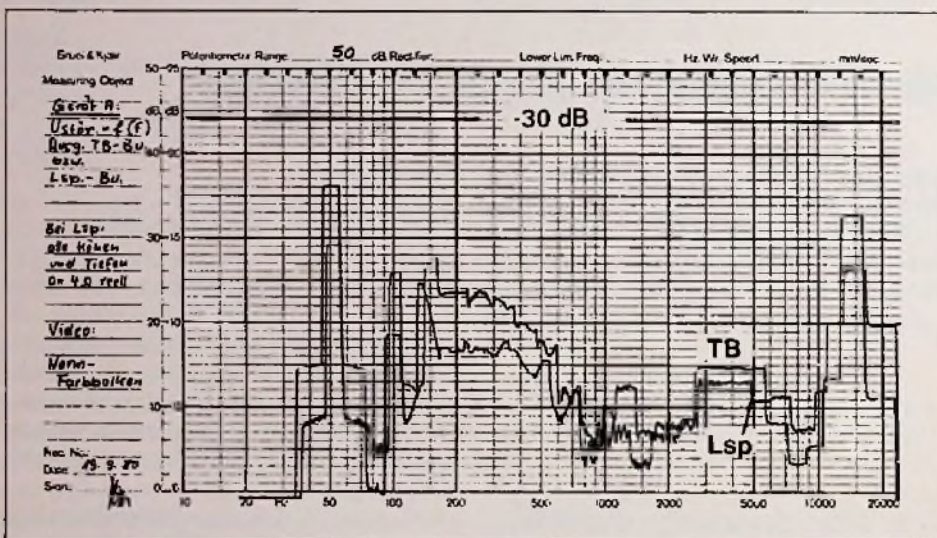
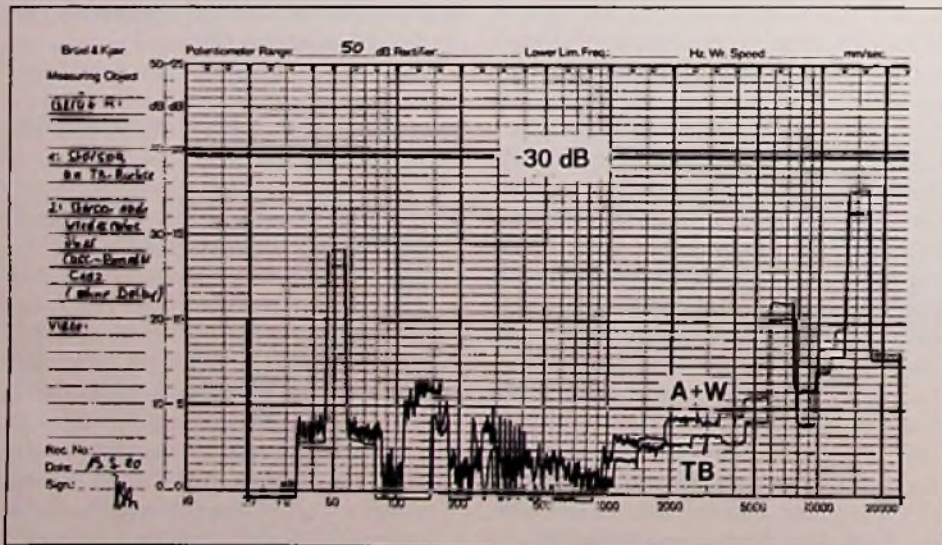


Bild 3. Terzanalyse der Störspannung bei Darstellung des Farbbalken-Testbildes einmal an der TB-Buchse (TB) und am Lautsprecherausgang des Fernsehgerätes (Lsp). An der TB-Buchse sind die Störsignale deutlich stärker (auf gleichen Pegel bei 1 kHz bezogen)

Bild 4. Störspektren am Ausgang der TB-Buchse (TB) und nach Aufzeichnung und Wiedergabe mit einem Cassetten-Recorder, der bei maximalem Tonpegel auf 0 dB Anzeige justiert wurde. Durch die Aufzeichnung fällt der Störabstand um rd. 3 dB



Zur Messung diene das Farbbalken-Testbild

Weitere Störkomponenten im mittleren Übertragungsbereich können beim Inter-carrier-Verfahren durch Subharmonische der Ton-Differenzfrequenz entstehen, die bei Quadraturverzerrungen in den Durchlaßbereich des 5,5-MHz-ZF-Verstärkers fallen, und am Diskriminator entsprechend hohe NF-Störspannungen hervorrufen. Typische Störer im mittleren Tonwiedergabebereich sind die Intermodulations-Produkte zwischen Ton- und Farbhilfsträger. Nachfolgende Messungen wurden deshalb während der Übertragung der in dieser Hinsicht recht harmlosen Farbbalken durchgeführt. Störkomponenten, die der Fernsehzuschauer durch ungenaue Senderabstimmung selbst verschuldet, haben auf diese Weise ebenfalls kaum Einfluß auf die Meßergebnisse.

Für die beiden Fernsehgeräte (A, B) ergab die Fremdspannungsmessung 40 dB für Gerät A und 31 dB für Gerät B. Der Geräuschspannungsabstand war um rd. 10 dB besser (50 dB für Gerät A und 42 dB für Gerät B). Diese Werte sind verglichen mit denen einer Audio-Anlage (geräteabhängig etwa 60/80 dB) sicherlich als wenig Hi-Fi-gerecht anzusehen.

Ein Tiefpaß verbessert den Störabstand

Im Gegensatz zur Lautsprecher-Wiedergabe läßt sich der Frequenzgang der Ausgangsspannung an der TB-Buchse durch Klangsteller nicht verändern. Die eher bescheidenen Lautsprecher des Fernsehers geben daher die Störung weniger deutlich wieder als eine an die TB-Buchse geschaltete Hi-Fi-Anlage, zumal – in Mittenstellung der Baß- und Höhen-Steller des Fs-Tonverstärkers – ein früher Tiefen- und Höhenabfall einsetzt.

Kontakt 1 (4) der 5poligen DIN-Buchse (Bild 1) liegt über einen Längswiderstand (etwa 470 k Ω) am unregelmäßigen Ausgang des jeweiligen Tonkanal-ICs, (TBA 120 U: Anschluß 12, TDA 1235: Anschluß 6). Daher lassen sich Störungen im Höhenbereich schon reduzieren, wenn man nach dem Längswiderstand einen Kondensator (300 pF...500 pF) gegen Masse schaltet, und so einen Tiefpaß bildet. Hierbei ist es auf jeden Fall zweckmäßig die AFC zu aktivieren, damit Störungen des Tons durch den Bildinhalt möglichst klein bleiben.

Das Störspektrum am TB-Ausgang

Die Störspektren (Bild 3) zeigen deutlich, daß an den Aufnahmeingang des Bandgerätes stärkere Störungen gelangen als an die Lautsprecher des Fernsehers (Gerät A). Auffallend sind die Störungen durch den Halbbildwechsel und die Zeilenfrequenz. Bei falscher Verlegung des hochohmigen Zuleitungskabels, zu der meist an der Gerätefront montierten TB-Buchse, können darüberhinaus induktive Störungen im Bereich zwischen 3 kHz und 6 kHz zusätzlich zur Wirkung kommen.

Das bei der Einspeisung des Norm-Farbbalkens auftretende Störsignal wurde auf einem Hi-Fi-Cassetten-Recorder und gleichzeitig – über Terzfilter analysiert – von einem Pegelschreiber aufgezeichnet. Wie der Vergleich der beiden Kurvenzüge (Bild 4) zeigt, wird das resultierende Störsignal durch das Bandrauschen und durch die Fremdspannungen des Cassettenband-Gerätes nur um maximal 3 dB in den einzelnen Terzbereichen erhöht.

Beim Aufzeichnen des Fernsehens mit einem Dolby-B-Recorder läßt sich die Störwirkung im Bereich oberhalb 500 Hz um maximal 9 dB...10 dB, bei Recordern mit „High-Com“ im gesamten Bereich um 20 dB herabsetzen. Aber auch mit diesen sehr wirkungsvollen Hilfsmitteln, läßt sich noch nicht die Überspielqualität erreichen, wie man sie unter günstigen Bedingungen bei Cassetten-Aufzeichnungen von UKW-Rundfunk-Sendungen her gewohnt ist.

Einflußgrößen auf den Klirrfaktor

Bei 100% Modulation beträgt der Frequenzhub eines Fernseh-Tonsenders gerade 50 kHz, also 25 kHz weniger als beim UKW-Tonrundfunk. Geringe HF-Antennenpegel und ungenaues Abstimmen können deshalb eher zu verringerten Störabständen führen.

Die Kurven in Bild 5a und b zeigen das Ergebnis von Untersuchungen, wie stark sich Antennenpegel und Frequenzhub (bei exakter Abstimmung) auf die Tonqualität der beiden Testmodelle A und B auswirken, wobei beide Geräte nicht besonders abgeglichen, sondern im ausgelieferten Zustand gemessen wurden.

Der in Bild 5a gezeigte Klirrfaktor-Verlauf in Abhängigkeit vom Frequenzhub bei konstantem HF-Eingangsspegel, stimmt

mit dem von UKW-Tonrundfunkteilen her bekannten Verlauf überein, liegt zahlenmäßig aber deutlich höher.

Von der HF-Eingangsspannung (bei konstantem Frequenzhub) sind die Ton-Verzerrungen innerhalb der Grenzen, die einen zufriedenstellenden Bildeindruck ergeben, weitgehend unabhängig. Der in beiden Fällen relativ hohe Klirrfaktor stört aber nur dann, wenn die Wiedergabe über einen hochwertigen Wiedergabekanal erfolgt.

Ein Adapter zum nachträglichen Einbau

Zum nachträglichen Einbau eines Adapters in ein Fernsehgerät ohne serienmäßig eingebaute TB-Buchse, eignet sich die in Bild 6 gezeigte aktive Schaltung, die auch bei nicht netzgetrenntem Chassis direkt an den unregelmäßigten NF-Ausgang des ZF/Demodulator-ICs (zum Beispiel an Pin 8 des TBA 120 S) geschaltet werden kann. Die Dimensionierung ist für DIN-Anschlüsse (0,1–2 mV/kΩ) vorgesehen. Durch Verringerung des Widerstandes R läßt sich die Schaltung einfach an Hochpegel-Eingänge anpassen. Stört die Zeilenfrequenz, läßt sich auch hier durch Einfügen einer kleinen Kapazität C (300–1200 pF) der Höhenfrequenzgang nach Bild 7 – mit guter akustischer Wirkung – absenken.

Wenn der Empfänger eine AV-Buchse hat ...

Eine AV-Buchse haben inzwischen fast alle neuen Tischgeräte. Nach DIN 45 482/1 werden die Video- (2–3) und Audio- (4–3) Kontakte gleichermaßen für Aufnahme und Wiedergabe benutzt. Mit Hilfe einer am Kontakt 1 liegenden 12-V-Schaltspannung aus dem Video-Recorder werden dazu die Ton- und Video-ICs im Empfänger umgeschaltet.

Das vereinfachte Blockschaltbild (Bild 8 zeigt anhand der Schaltungstechnik eines „Supercolor“-Fernsehempfängers (Grundig) das Funktionsprinzip des wechselweisen A/W-Betriebs: Wird der Video-Recorder zur Aufnahme benutzt, liegt an Punkt 2 der AV-Buchse das FBAS-Signal (1 V/75 Ω), und an Punkt 4 das Audio-Signal (0,6 V/500 Ω). Beim Umschalten des Video-Recorders auf Wiedergabe liegt am Punkt 1 die Schaltspannung von 12 V. Diese aktiviert im Fernsehempfänger einen elek-

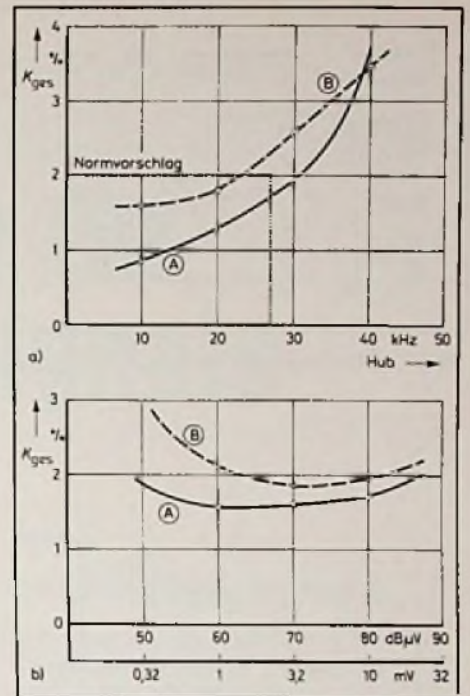
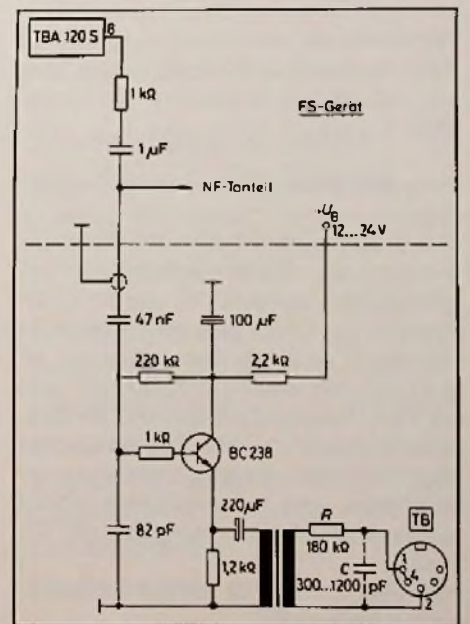


Bild 5. Gesamt-Klirrfaktor der beiden Fernsehgeräte A und B. a) bei konstantem Antennenpegel 60 dBµV in Abhängigkeit vom Frequenzhub. b) bei konstantem Frequenzhub (27 kHz) in Abhängigkeit vom Antennenpegel an 75 Ω. (Meßbedingungen: Band III, f = 1 kHz, gemessen nach DIN 45503 an der TB-Buchse)

Bild 6. Stromlauf eines Adapters zum nachträglichen Einbau einer TB-Buchse in ein Fernsehgerät.



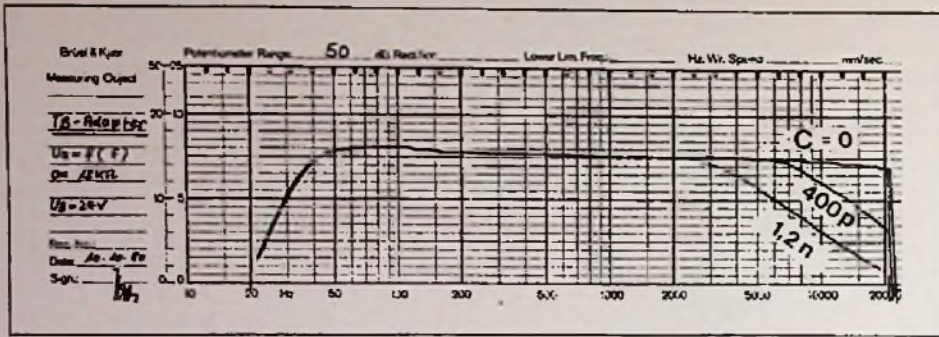


Bild 7. Übertragungsbereich und Frequenzgang des Adapters aus Bild 6.

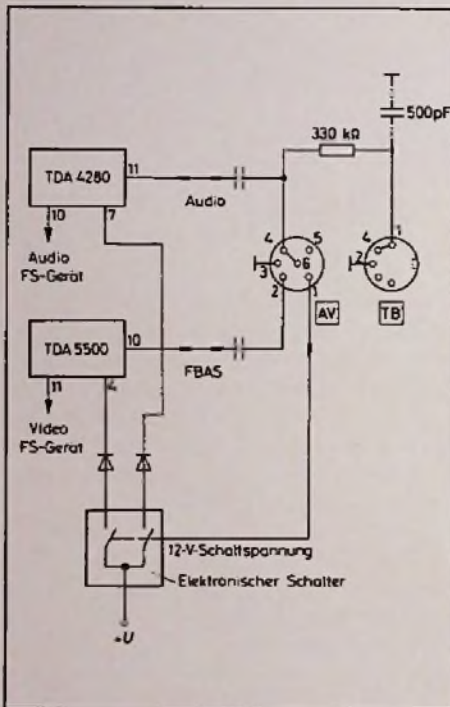


Bild 8. Vereinfachte Blockschaltung des AV- und TB-Anschlusses in Fernsehgeräten

tronischen Schalter (ES), der eine positive Spannung an die „Umschaltgänge“ 7 und 4 der beiden Ton- und Video-ICs durchschaltet. Damit werden die ursprünglichen Ausgänge 11 und 10 zu Video- und Ton-Eingängen. Automatisch erfolgt damit auch das Abschalten der Signalführung des Fs-Empfängers, also das Umschalten auf AV-Betrieb. Die Qualitäts-Parameter der über die AV-Buchse abgenommenen Audio-Aufzeichnung unterscheiden sich selbstverständlich nicht von denen der Aufzeichnung über die TB-Buchse. □

[1] Dinsel, S.: Vortrag auf der FKTG-Tagung in Mainz 1970.

Amateurfunk

Licht und Schatten beim „Funkglobus“

Die Ausbreitung von Kurzwellen ist abhängig vom Zustand der Ionosphäre und der wiederum hängt ab von der Tageszeit, also vom Stand der Sonne. Für Kurzwellenhörer ist es daher wichtig zu wissen, ob zwischen Send- und Empfangsgebiet Nacht, Tag oder Dämmerung herrscht. Der „Funkglobus“ löst dieses Problem buchstäblich „global“, indem er das Modell der Erdkugel (34 cm Ø) in eine leuchtende Tagseite und eine dunkle Nachtseite teilt. Die drei Dämmerungszonen (astronomische, nautische und bürgerliche bei 18°, 12° bzw. 6° Sonnenstand unter dem Horizont) sind durch leuchtende Streifen gekennzeichnet. Alles das ermöglicht eine lichtdurchlässige Innenschale im Globus, mit der auch die jahreszeitliche Lichtverteilungsänderung, d. h. der Sonnenstand simuliert wird. Hierzu ist eine Skala im Globusfuß vorgesehen, der die einzelnen Tage des Jahres zugeordnet sind. Auch der subsolare Punkt wird mit Hilfe der Beleuchtungskonstruktion dargestellt. Er zeigt als heller Leuchtfleck in der Mitte der Tagseite das subsolare Gebiet, in dessen Zentrum eine vom Erdmittelpunkt zur Sonne gedachten Gerade die Oberfläche schneidet. Für einen dort befindlichen Beobachter steht die Sonne im Zenit. Auskunft über den Weg der Funkwellen zwischen Sender und Empfänger und über den Einfallswinkel im Azimut geben die im Globus alle 15° eingetragenen Großkreise mit Zentrum in Luxemburg (bei einer Exportausführung ist das Zentrum der Großkreise die Ostküste Nordamerikas).



Der „Funkglobus“ zeigt an, wo auf unserem Planeten die Sonne gerade unter- und aufgeht (M & F Amateurfunkbedarf GmbH)

Die Großkreise und die Darstellung der jeweiligen Lichtverhältnisse auf dem Funkweg machen den „Funkglobus“ zu einem wertvollen Hilfsmittel für die Beurteilung der Ausbreitungsbedingungen und damit zum Abschätzen der DX-Chancen. Ein Beispiel dafür wäre das „Gray Line DXing“, denn zahlreiche Versuche haben gezeigt, daß im 80-m-Band gute Verkehrsmöglichkeiten bestehen von einem Ort an dem die Sonne aufgeht, zu einem Ort an dem zum gleichen Zeitpunkt die Sonne untergeht. Damit ist die Aussagekraft des Funkglobus aber noch nicht erschöpft: Er gibt außerdem Auskunft über Zeitzonen, Datumsgrenzen, ITU-Regionen 1,2 und 3, Kontinentgrenzen, WAZ-Zonen (work all zones für weltweite Wettbewerbe), Amateurfunklandeskennung, Distriktgrenzen, Baken (28-MHz), Normalfrequenz- und Zeitzeichenstationen und zeigt die Standorte aller KW-Radiostationen von 2 kW bis 500 kW. S. Best M & F Amateurfunkbedarf GmbH, Postfach 1453, 3590 Wildungen, Tel.: (0 56 21) 47 44

Anregung zum Nachbau

Andreas Dietze, Hans Kriedt, Jürgen Wondra

Einfacher Empfänger für DCF-77-Zeitzeichensignale

Empfänger und Auswerteschaltungen für DCF-77-Zeitzeichensignale wurden in der Funk-Technik bereits veröffentlicht. Im Zuge der weiterentwickelten Integrations-technologie stehen heute jedoch ICs bereit, die den Bau eines DCF-77-Empfängers stark vereinfachen. Die hier beschriebene Schaltung arbeitet mit einem Tuner-IC (Superhet) und kommt dank der niedrigen ZF ohne teure Quarzfilter aus. Am Ausgang stehen die 1-s-Impulse für die weitere Verarbeitung bereit (zum Beispiel durch den Prozessor SAB 8748). Nach Auskunft der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt und der Deutschen Bundespost soll der Betrieb des DCF-77-Zeitzeichensenders langfristig gesichert sein – ein Ausbleiben der Zeitzeichensignale ist daher nicht zu befürchten.

Überlegungen zum Schaltungskonzept

Da zum Empfang der DCF-77-Zeitzeichen nur das Auswerten eines einzigen Trägersignals (77,5 kHz) nötig ist, genügt für diesen Anwendungsfall ein selektiver, nicht durchstimmbarer Empfänger. Selbstverständlich ist es möglich, einen Geradeausempfänger zu benutzen, jedoch stehen dann dem relativ einfachen Aufbau entscheidende Nachteile gegenüber: Der Sendefrequenz von 77,5 kHz ist breitbandig ein energiereiches Störspektrum überlagert. Außerdem liegt die fünffache Zeilenfrequenz der Fernsehempfänger nahe an der Empfangsfrequenz. Der entscheidendste Nachteil aber ist die Rückwirkung, der hochverstärkten, gleichfrequenten Ausgangsspannung auf den Eingang (Schwingneigung). Daher ist ein einfacher, mit LC-Kreisen bestückter Aufbau so stöempfindlich, daß ein einwandfreier Betrieb über längere

Die Autoren sind Mitarbeiter der Siemens AG, München.

Zeit nicht möglich ist. In manchen Bauanleitungen ist ein schmalbandiges, aber teures Quarzfilter eingesetzt, welches zwar die Selektion verbessert, die Probleme des Geradeausempfanges jedoch nicht durchgreifend löst. Die hier beschriebene Schaltung ist daher als Superhetempfänger ausgelegt.

Von der abgestimmten Ferritantenne wird das Empfangssignal über einen rauscharmen Transistorverstärker und über einen Bandpaß dem monolithisch integrierten Tuner „SO 54 T“ zugeführt. Dort wird es verstärkt und mit einem einfach aufbereiteten Signal von 80 kHz zum Zwischenfrequenzsignal (2,5 kHz) umgesetzt. Das ZF-Signal wird dann über einen aktiven Bandpaßverstärker und einen Gleichrichter geführt, und von einem Komparator zu 1-Hz-Impulsen mit TTL-Pegel für die Auswerteschaltung geformt.

Dieses Schaltungsprinzip unterscheidet sich von bisher veröffentlichten durch seine sehr tief liegende Zwischenfrequenz, die es erlaubt, aktive RC-Filter mit hoher Güte zu benutzen, die viel preisgünstiger sind als Quarzfilter, aber trotzdem die gleiche Selektion bieten.

Schaltungsbeschreibung

Zum Empfang des AM-modulierten DCF-77-Signals dient eine Ferritantenne, die fest auf 77,5 kHz abgestimmt ist. Der Gütefaktor Q dieser Antenne beträgt etwa $Q = 100$. Die Kabelkapazität der Zuleitung wird in den Abgleich des Antennenkreises, der durch Verschieben der Antennenspule auf dem Ferritstab erfolgt, mit einbezogen. Über einen Emitterfolger zur Entkopplung wird das 77,5-kHz-Signal einem rauscharmen Transistorverstärker und danach einem Bandpaß zugeführt, dessen Bandbreite ungefähr 1 kHz beträgt. Die Ankopplung an den Tuner-IC SO 54 T erfolgt wieder über einen Emitterfolger. Dem Mischer im IC wird eine Frequenz f_0 von 80 kHz als Rechtecksignal zugeführt. Dieses Signal steuert den als Verstärker geschalteten internen Oszillator so, daß

Die wichtigsten Daten des DCF-77-Empfängers

Eingangsempfindlichkeit ohne Antenne (Regelein-satz)	30 μ V
Bandbreite Vorstufe	rd. 1 kHz
Verstärkung Vorstufe	34 dB
Bandbreite ZF-Stufe	rd. 50 Hz
Verstärkung ZF-Stufe	30 dB
Amplitude am Integratorausgang A3 (Spitze-Spitze)	300 mV
Betriebsspannung	5 V
Stromaufnahme	15 mA

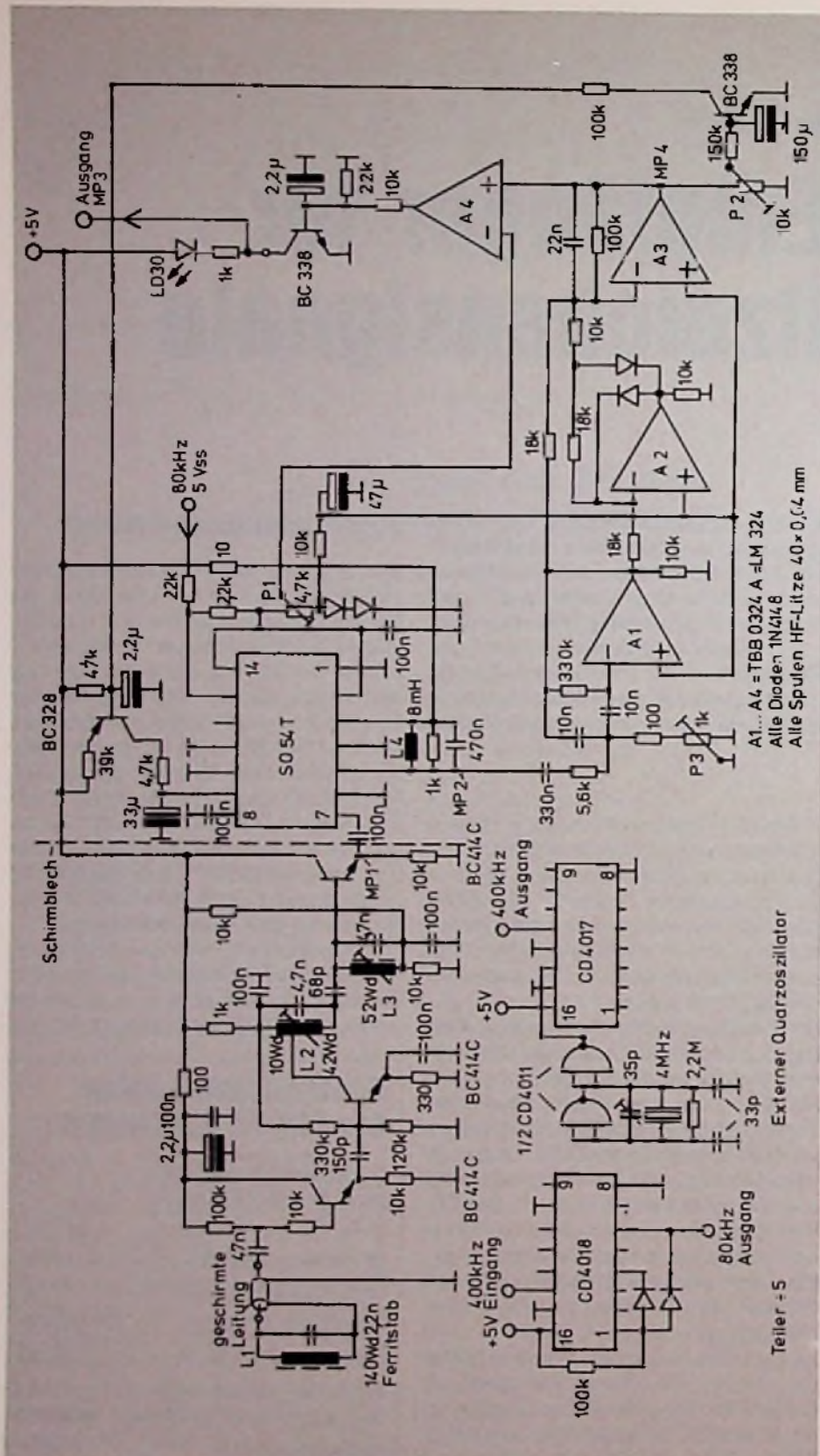


Bild 1. Stromlauf des DCF-77-Empfängers und Erzeugung des 80-kHz-Oszillatorsignals mittels Quarzoszillator und Teilern durch :10 und :5

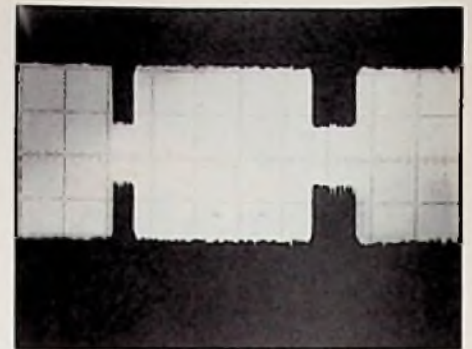


Bild 2. 77,5-kHz-Signal an MP1 (horizontal 200 ms/Sk, vertikal 2 mV/Sk)

ein einwandfreies Schalten des Mixers gewährleistet ist. Die Frequenz f_0 setzt die Eingangsfrequenz f_e nach $f_{ZF} = f_0 - f_e$ zur Zwischenfrequenz f_{ZF} von 2,5 kHz um. Dieses Signal wird nun einem Bandpaß mit Mehrfachrückkopplung [1] zugeführt. Der nach Bild 1 beschaltete Operationsverstärker A1 hat eine Bandbreite von 50 Hz und eine Verstärkung von 30 bei seiner Resonanzfrequenz von 2,5 kHz, die sich mit R1, ohne die anderen Parameter zu beeinflussen, abgleichen läßt. Der darauffolgende Doppelweg-Gleichrichter wirkt als AM-Demodulator.

Zur Unterdrückung der ZF-Reste dient der als Integrator beschaltete Operationsverstärker A3. Vom Integratorausgang wird einerseits die Regelspannung für die Vorstufenregelung des SO 54 T abgeleitet und andererseits über einen Komparator (evtl. mit Hysterese) ein Schaltsignal erzeugt, das über einen Schalttransistor den Eingang der digitalen Auswertschaltung (SAB 8748) steuert.

Wird als Prozessor der SAB 8748 verwendet und der interne Oszillator mit einem 6-MHz-Quarz beschaltet [2], ist das Erzeugen des 80-kHz-Signals äußerst einfach, denn am ALE-Ausgang des Prozessors (PIN 11) steht dann ein quarzstabiles 400-kHz-Signal bereit. Daraus läßt sich mittels eines einfachen Fünfterteilers nach Bild 1, der ein Taktverhältnis von 2:3 aufweist, das benötigte 80-kHz-Signal erzeugen. Die Unsymmetrie geht nur unbedeutend in den Mischwirkungsgrad ein.

Bei Verwendung einer anderen Auswertschaltung kann das 400-kHz-Signal durch einen externen Quarz-Oszillator, zum Beispiel mit 4-MHz-Quarz, und nachfolgendem Teiler durch 10 erzeugt werden (Bild 1 links unten).

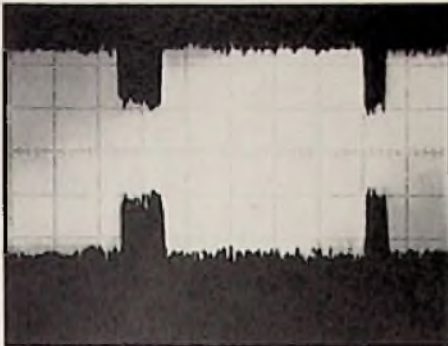


Bild 3. 2,5-kHz-ZF-Signal an MP2 (horizontal 200 ms/Skt, vertikal 5 mV/Skt)

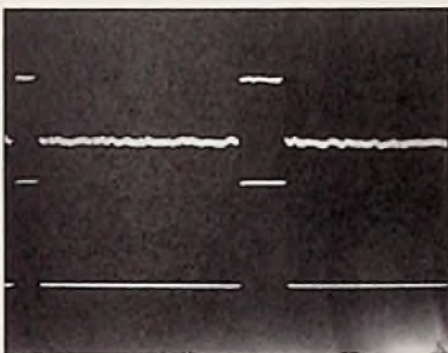


Bild 4. Oben: Demoduliertes Zeitzeichen-Signal an MP4 (horizontal 200 ms/Skt, vertikal 100 mV/Skt). Unten: Signal mit TTL-Pegel an MP3 (vertikal 2 V/Skt)

Erfahrungen mit dem Empfangsteil

Das beschriebene Empfangsteil wurde im Zusammenspiel mit der Auswertschaltung basierend auf dem Microcomputer SAB 8748 erprobt [2]. Beim Betrieb des Empfängers mit dem Computerteil der Uhr ist zu beachten, daß die Speisespannung für den Empfänger ausreichend abgeblockt wird, um Störungen durch das Digitalteil zu vermeiden.

Der Abgleich geschieht am zweckmäßigsten nach folgender Anweisung: Zunächst wird der Antennenkreis durch Verschieben der Spule auf dem Ferritstab auf Maximum abgeglichen (Tastkopf am Emitter des Eingangstransistors). Anschließend wird das Bandfilter L2, L3 auf Maximum abgeglichen (MP1). Nach Einspeisen des 80-kHz-Signals muß das ZF-Signal an MP2 meßbar sein. Mit P3 wird am Ausgang von A3 (MP4) auf maximale Amplitude abgeglichen und mit P2 wird die Ampli-

Liste der Spezialbauteile

- 1 Stück Antennenstab 160×10 mm mit Wickelkörper
Best.-Nr. B 61610-J1022-X025
 - 2 Satz Siferrit-Schalenkern RM 5 für L2, L3.
Best.-Nr. B65806-NO315-A048
 - 2 Stück Spulenkörper RM 5
Best.-Nr. B65806-D1002-D001
 - 2 Paar Halteklammer RM 5
Best.-Nr. B65806-C2001-X000
 - 2 Stück Abgleichschraube RM 5
Best.-Nr. B65806-B3001-X022
 - 1 Stück AM-Mischer-IS SO 54 T
Best.-Nr. Q67000-A1472
- Bezugsquelle: Siemens AG

tude dann auf 300 mV (Spitze-Spitze) eingestellt. Abschließend wird der Referenzpegel des Komparators A4 mit P1 so eingestellt, daß am Ausgang (MP3) „saubere“ Impulse erscheinen.

Literaturangaben

- [1] Tietze, U.; Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik. Vierte Auflage (1978).
- [2] Viehmann, H.: Langwellenuhr mit dem Mikrocomputer SAB 8048 (8748). Siemens-Bauteilereport (1979) Heft 5.

Kfz-Elektronik

Integrierter NF-Endverstärker für Autoempfänger

Die integrierte Schaltung TDA 2003 ist ein Gegentakt-B-Leistungsverstärker im Kunststoffgehäuse TO-220 mit einer typischen NF-Ausgangsleistung von 6 W an 4 Ω (10 W an 2 Ω) bei $U_s = 14,4$ V. Die IS ist kurzschlußfest und durch eine integrierte Sicherungsschaltung vor thermischer Überlastung geschützt.

Die typische Schaltung für Autoradios zeigt das Bild 1.

Der im Gegenkopplungsweig liegende Widerstand R_2 ist je nach gewünschter Verstärkung auszuwählen. $R_2 = 3,3$ Ω

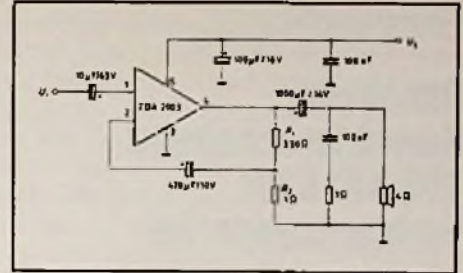


Bild 1. NF-Endstufe eines Autoempfängers

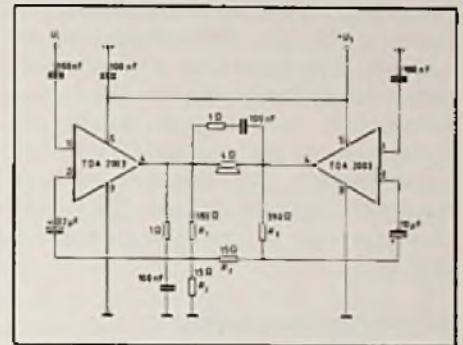


Bild 2. NF-Endstufe mit Brückenverstärker

bis 1 Ω entsprechend dabei Verstärkungswerten $V_u = 40$ dB bis 50 dB.

Im vorliegenden Schaltungsbeispiel wurde V_u auf 50 dB mit $R_2 = 1$ Ω eingestellt. Mit dieser relativ hohen Verstärkung steigt zwar der Klirrfaktor etwas an. Er ist aber im Mittel immer noch kleiner als bei üblichen diskreten Verstärkern. Die Ausgangsleistung beträgt 6 W an 4 Ω bei $K = 10\%$ und $U_s = 14,4$ V. Die obere Grenzfrequenz liegt bei etwa 15 kHz.

Höhere Ausgangsleistungen erzielt man, wenn zwei derartige Verstärker in einer Brückenschaltung betrieben werden (Bild 2).

Mit dieser Schaltung wird eine Ausgangsleistung von 20 W an 4 Ω bei $K = 10\%$ und $U_s = 14,4$ V erreicht. Von Vorteil ist, daß die Lautsprecheranschlüsse auf gleichem Potential liegen und damit der kostspielige Ausgangselko entfallen kann. Die Verstärkung der Schaltung berechnet sich nach der Gleichung:

$$V_u \approx 4 \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad \text{mit } R_3 \approx 2 R_1$$

Für die dargestellte Dimensionierung ergibt sich eine Verstärkung von 48 ± 34 dB und eine daraus resultierende Grenzfrequenz von etwa 50 kHz.

(Nach Siemens-Unterlagen)

Fernsehempfänger

Ost-West-Korrekturschaltung TDA 4610 für Farbfernsehgeräte

Der neue, integrierte Baustein TDA 4610 enthält alle für die Kissenkorrektur (O/W-Entzerrung) notwendigen aktiven Bauelemente. Außer der Kissenentzerrung ist auch eine Trapezkorrektur sowie das Einstellen der Bildbreite möglich. Durch den Schaltbetrieb der Endstufe konnte die Verlustleistung auf niedrige Werte begrenzt werden. Der Baustein wird im Kunststoff-Leistungsgehäuse SIL 9 mit Kühlfahne und 9 Anschlüssen geliefert (Bild 1).

Schaltungsbeschreibung

Der TDA 4610 (Bild 2) benötigt zur Aussteuerung eine Vertikal-Sägezahnspannung von $2 V_{SS}$, wobei die Rücklaufzeit unter $100 \mu s$ liegen soll. Diese Spannung wird zwei integrierten Differenzverstärkern zugeführt, die an ihren Ausgängen zwei gegenphasige Signale liefern.

Der erste Differenzverstärker steuert einen Multiplizierer an, der aus den Sägezahnsignalen eine symmetrische Parabel erzeugt.

Der zweite Differenzverstärker steuert eine Korrekturschaltung an, die ebenfalls auf den Multiplizierer einwirkt. Diese Korrekturschaltung beeinflusst den Verlauf der Parabel, d. h. die Äste der Parabel können

Bild 1. Gehäuseabmessungen und PIN-Belegung des Korrekturbausteines

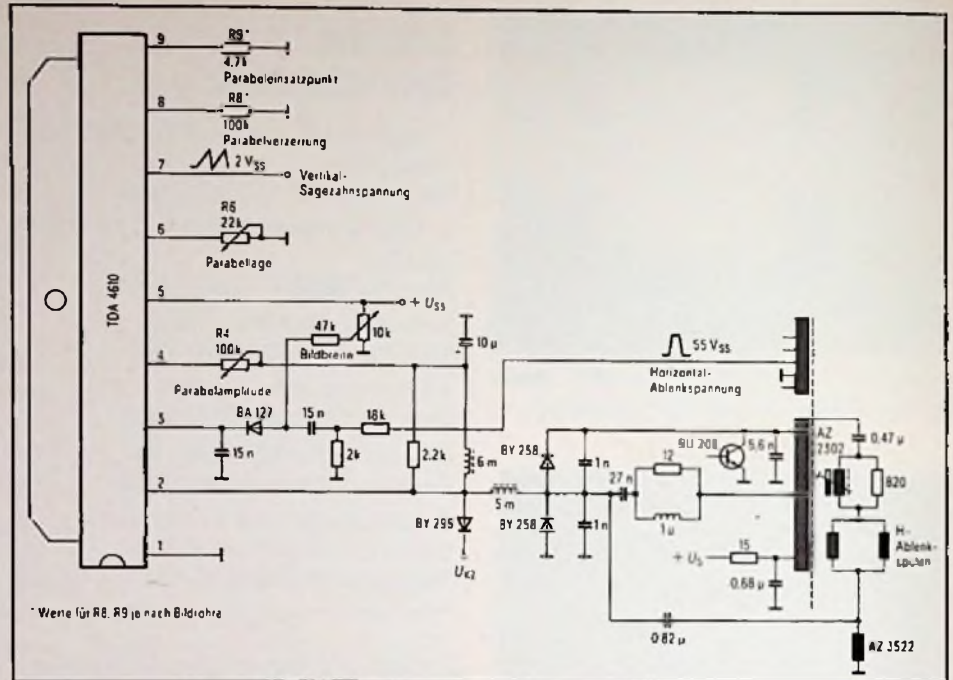
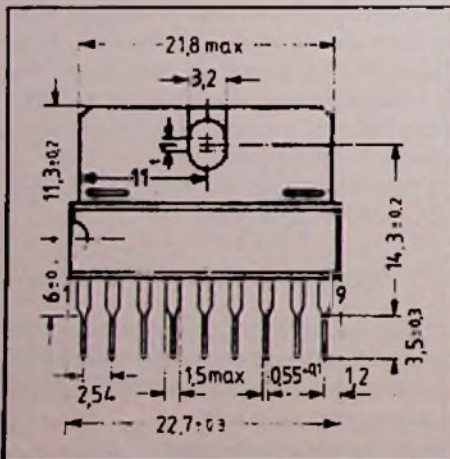


Bild 2. Anwendung des Korrekturbausteines

Kurzdaten TDA 4610

Grenzdaten

Betriebsspannung	U_{SS}	36 V
Ausgangsspannung der Endstufe	U_{K2}	42 V
Ausgangsstrom der Endstufe	I_2	1,5 A

Funktionsbereich

Speisespannung	U_{SS}	12 bis 36 V
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	0 bis 70 °C

Kenndaten ($U_{K2} = 40 V$; $T_U = + 25 °C$)

	min.	typ.	max.	
Stromaufnahme				I_5 mA
Parabellage, bezogen auf Bildmitte (mit R 6 einstellbar, s. Bild 2)	± 10			%
Parabelkorrektur				
Einsatzpunkt (mit R 9 einstellbar)		75		%
Zulässige Abweichung bezogen auf Einsatzpunkt (Parabelkorrektur mit R 8; die Steigung der Parabel ist bis auf Null einstellbar)			10	%
Parabelamplitude (mit R 4 einstellbar)		U_{PA} 5	20	V (Spitze - Spitze)
Nutzbarer Spannungsbereich der Parabel		U_P 2	40	V

steiler oder flacher ab einem bestimmten Einsatzpunkt (s. Bild 3 a, b) mit den Beschaltungswiderständen R 8 und R 9 eingestellt werden. Auf diese Weise ist der

Kurvenverlauf der Parabel den Eigenschaften der verwendeten Bildröhre anpaßbar und eine optimale O/W-Korrektur möglich.

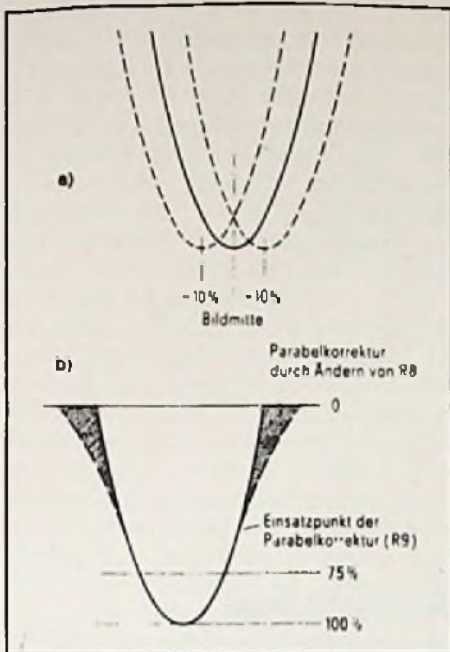


Bild 3. a) Verschiebbarkeit der Parabel-
lage mit dem Widerstand R6; b) Parabel-
korrektur mit R8 und R9

Nach dem Multiplizierer wird das Signal verstärkt und dem von der Horizontal-Ab-lenkspannung über Pin 3 getakteten End-stufentransistor (offener Kollektor) zuge-führt. Über den Ausgang Pin 2 wird der Impulsbreiten-Modulator gesteuert. Am Pin 5 liegt die Betriebsspannung U_{SS} für den TDA 4610.

Fernsteuerungen

Einfache Einkanal- Infrarotfernsteuerung für 9-V-Batteriebetrieb

Für viele Anwendungen in der Konsume-lektronik, z. B. für Spielzeuge, Alarmanla-gen und Garagentoröffner sind einfache Einkanal-Infrarotfernsteuerungen zweck-mäßig. Die hier beschriebene Schaltung eines solchen IR-Senders und -Empfän-gers ist durch folgende Eigenschaften charakterisiert:

- Geringer Schaltungsaufwand,
- ausschließliche Verwendung von Stan-dardbauteilen,
- unkritischer Aufbau, keine Spulen,
- gute Störsicherheit gegenüber Umlicht und Lichtblitzen,

- Reichweite (gezielt) 15 m ohne Linse, 40 m mit Vorsatzlinse (25 mm Durch-messer),
 - Betriebsspannung für Sender und Empfänger 9 V,
 - geringer Stromverbrauch: über 10^6 Be-fehle mit einer 9-V-Batterie möglich,
 - empfängerseitig zwei antivalente 10-mA-Ausgänge, die mit jedem Befehl um-geschaltet werden,
 - Einschaltkontrolle und Signalisation des Empfängerschaltzustandes durch rote bzw. grüne LED.
- Das IR-Signal besteht aus einem 20-kHz-Burst von etwa 1 ms Dauer. Um eine gute Störsicherheit gegenüber Umlicht und Lichtblitzen zu erreichen, wird empfänger-seitig ein Integrierglied verwendet, das erst nach Eintreffen mehrerer, unmittelbar aufeinanderfolgender Impulse einen Trig-gerimpuls abgibt. Für viele Anwendungen reicht diese Störunterdrückung aus. Bei sehr hohem Fremdlichteinfluß oder star-ken Funktionsstörungen können jedoch gelegentlich Fehlschaltungen vorkom-men. Für solche Betriebsbedingungen sollten codierte Infrarot-Fernsteuerungen bevorzugt werden.

Funktion des Senders (Bild 1)

Ein aus zwei CMOS-NAND-Gliedern (IS 1, C, D) aufgebauter Oszillator schwingt mit etwa 20 kHz, solange der Ausgang des NAND-Gliedes B auf H-Pegel liegt. Nach Drücken der Taste T erhält der Eingang der NICHT-Schaltung A (und damit auch der Ausgang von B) H-Potential und der Oszillator beginnt zu schwingen. Nach ei-ner gewissen Zeit, die im wesentlichen

durch die Zeitkonstante $t_1 = R_1 \cdot C_1$ be-stimmt wird, unterschreitet die Spannung am Eingang von A die Ansprechschwelle, so daß A und B ihre logischen Zustand ändern. Dadurch wird die Schwingung un-terbrochen. Die Zeit t_1 ist so dimensioniert, daß der Schwingungszug (Burst) eine Länge von etwa 1 ms hat. Kondensator C2 dient zur Unterdrückung von Störspit-zen beim Schalten.

Während der Schwingung wird der Dar-lingtontransistor BC 875 periodisch lei-tend. Dabei fließen durch die IR-LED Spit-zenströme bis 1 A. Die Energie wird wäh-rend dieser Zeit vom Elektrolytkondensa-tor C4 geliefert. Seine Spannung sinkt da-bei um etwa 1 V ab.

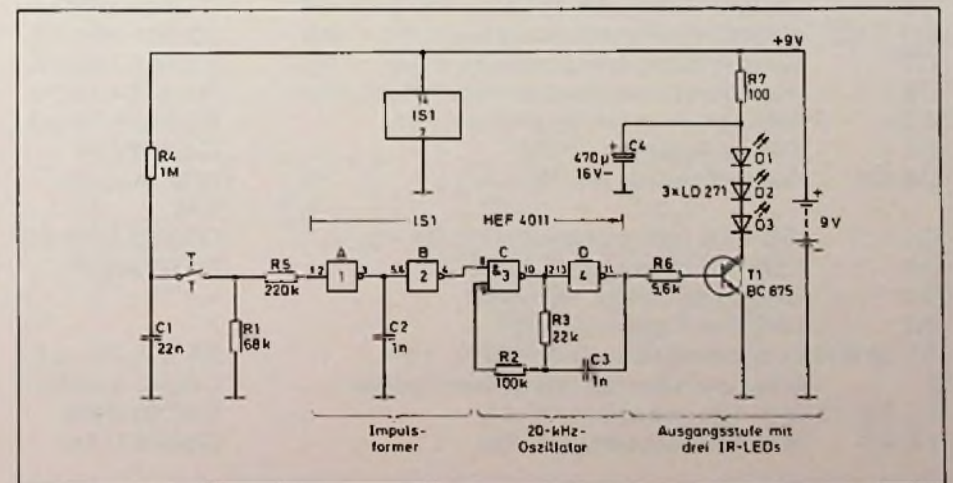
Für einen Befehl ist eine Ladungsmenge Q von etwa 0,5 mAs erforderlich. Bei einer Batteriekapazität von 200 mAh bedeutet dies eine Befehlszahl von über 1 Mill. Der Stromverbrauch des Senders bei nicht gedrückter Taste T ist wegen der verwendeten CMOS-Schaltkreise ver-nachlässigbar gering.

Der Sender kann auch mit nur einer IR-Diode betrieben werden, wenn ein Wider-stand von etwa 2Ω in Serie geschaltet wird. Eine Diode ist z. B. dann sinnvoll, wenn eine Vorsatzlinse verwendet wird, da die Fokussierung nur mit einer Diode möglich ist.

Funktion des Empfängers (Bild 2)

Die Fotodiode BP 104 mit integriertem IR-Filter bildet mit dem Widerstand R1 einen Spannungsteiler. Dieser Widerstand ist so bemessen, daß der bei normalem Umlicht an ihm auftretende Spannungsabfall die

Bild 1. Einkanal-Infrarotsender



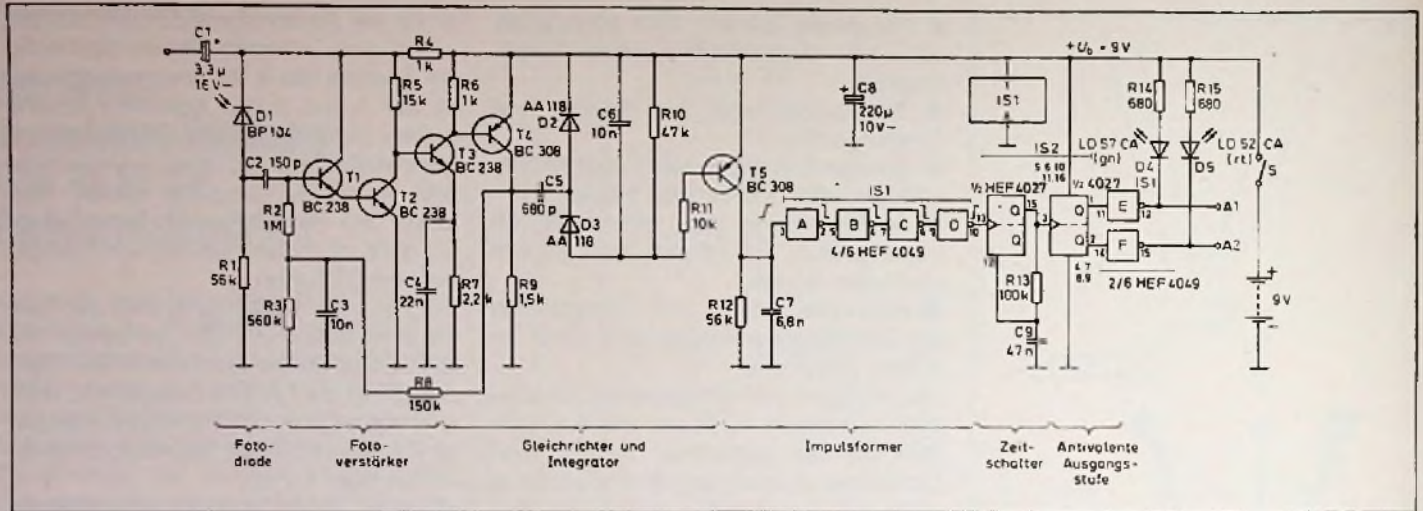


Bild 2. Infrarotempfänger

Stückliste der IR-Fernsteuerung (Bilder 1 und 2)

Sender, Bild 1		Bestell-Nr.
C1	Keramik-Vielschichtkondensator 22 nF, ± 10%	B 37987-J 5223-K
C2, C3	MKT-Schichtkondensator 1 nF, ± 5%	B 32560-D 6102-J
C4	Aluminium-Elektrolytkondensator 470 μF, 10 V-	B 41283-A 3477-T
D1 bis D3	GaAs-LED (Infrarotstrahler) LD 271	Q 62703-Q 148
IS1	CMOS-4fach-NAND-Gatter HEF 4011	-
R1 bis R7	Kohleschichtwiderstände 0,33 W, ± 5%	B 51261-Z 4...J1
T	Drucktaste (für Leiterplattenmontage)	C 42315-A 60-A 3
T1	NPN-Darlingtontransistor BC 875	Q 68000-C 853

Empfänger, Bild 2

C1	Tantal-Elektrolytkondensator 3,3 μF, 16 V-	B 45181-A 2335-M
C2	Keramik-Vielschichtkondensator 150 pF, ± 5%	B 37979-J5151-J
C3	Keramik-Vielschichtkondensator 10 nF, ± 10%	B 37981-J5103-K
C4	Keramik-Vielschichtkondensator 22 nF, ± 10%	B 37987-J5223-K
C5	Keramik-Vielschichtkondensator 680 pF, ± 5%	B 37986-J5681-J
C6	Keramik-Vielschichtkondensator 10 nF, ± 10%	B 37981-J5103-K
C7	Keramik-Vielschichtkondensator 6,8 nF, ± 10%	B 37981-J5682-K
C8	Aluminium-Elektrolytkondensator 220 μF, 10 V-	B 41316-A 3227-V
C9	MKT-Schichtkondensator 47 nF, ± 5%	B 32560-D 3473-J
D1	Silizium-Fotodiode BP 104	Q 62702-P 84
D2, D3	Germaniumdiode AA 118	Q 60101-X 118-F 10
D4	GaP-LED (grünleuchtend) LD 57 CA	Q 62703-A 100-S 5
D5	TSN-LED (rotleuchtend) LD 52 CA	Q 62703-Q 161
IS1	CMOS-Hex-Inverter HEF 4049	-
IS2	CMOS JK-Flipflop HEF 4027	-
R1 bis R15	Kohleschichtwiderstände 0,33 W, ± 5%	B 51261-Z 4...J1
S	Schiebeschalter (für Leiterplattenmontage)	C 42315-A 60-A 2
T1, T2, T3	NPN-Siliziumtransistor BC 238	Q 62702-C 698
T4, T5	PNP-Siliziumtransistor BC 308	Q 62702-C 704

Technische Daten

Sender	
Betriebsspannung	9 V
Impulsdauer (Einzelimpuls)	≈ 1 ms
Trägerfrequenz	≈ 20 kHz
Spitzenstrom (durch IR-LED)	etwa 1 A
Empfänger	
Betriebsspannung	9 V
Betriebsstrom (ohne LED)	2 mA
Verstärkung	≈ 80 dB
Reichweite	≈ 15 m

Arbeitsspannung der Fotodiode nicht zu sehr beeinträchtigt. Im Grunde genommen sollte R1 möglichst groß sein, da die Signalverstärkung diesem Widerstand proportional ist. Die nachfolgende Verstärkerstufe (T1 und T2) hat einen hohen Eingangswiderstand, eine geringe Rückwirkung und etwa 100fache Verstärkung. Die anschließende Kombination von zwei komplementären Transistoren (T3, T4) ergibt eine sehr stabil arbeitende Schaltung mit einer Verstärkung von ebenfalls rund 100. Der Gleichstromarbeitspunkt aller vier Transistoren wird durch eine Gegenkopplung (R8) stabilisiert. Die Arbeitspunkte stellen sich wie folgt ein: Die Basis von T1 muß auf der doppelten Basis-Emitter-Schwelspannung eines Transistors, also bei etwa 1,4 V liegen. Aus dem Verhältnis R8/R3 ergibt sich am Kollektor von T4 eine Ruhegleichspannung von 1,8 V.

Am Kollektorwiderstand R6 von T3 muß, gegen +9 V gemessen, eine Spannung von etwa 0,7 V (Schwellenspannung von T4) liegen. Damit ist der Kollektorstrom von T3 auf 0,7 mA festgelegt. Am Emitterwiderstand von T3 mit 2,2 kΩ (R7) fällt demnach eine Spannung von 1,5 V ab. Die Basis von T3 muß um 0,7 V höher, also auf einem Potential von etwa 2,2 V liegen. Somit ergibt sich der Kollektorstrom von T2 zu etwa 0,4 mA.

Das etwa 10000fach verstärkte Eingangssignal am Kollektor des Transistors T5 wird über den Kondensator C5 einer Gleichrichterschaltung (D2, D3) zugeführt. Bei jedem Impuls lädt sich der 10-nF-Kondensator C6 um einen gewissen, vom Verhältnis C5/C6 und der Spannungsamplitude am Ausgang von T4 abhängigen Betrag auf. Sobald die Schwellenspannung des Transistors T5 überschritten wird, wird dieser leitend und an seinem Kollektor entsteht eine positive Schaltflanke. Mit der Integrierschaltung (C5, C6, D2, D3, R10) vermeidet man, daß kurzzeitige Störimpulse einen Schaltvorgang auslösen. Erst wenn rasch hintereinander mehrere „Burst-Impulse“ eintreffen, wird eine Schaltfunktion ausgelöst. Impulse, die einen zu großen zeitlichen Abstand haben (etwa > 1 ms) bleiben wirkungslos, weil sich der Kondensator C6 inzwischen über den Widerstand R10 wieder entladen hat.

Da die Schaltflanke am Ausgang des Transistors T5 nicht besonders steil ist, wird sie durch mehrere NAND-Gatter (IS1) so versteilert, daß ein sauberer Triggerimpuls für das nachfolgende Monoflop (erste Hälfte von IS2) entsteht. Der verwendete Baustein HEF 4027 ist ein Doppel-JK-Flipflop, dessen erste Hälfte als Zähl-Flipflop geschaltet ist (Eingang J und K auf H-Potential). Im Ruhezustand liegt der Ausgang Q auf L-Pegel. Bei Eintreffen einer positiven Flanke am Takteingang 13 geht der Ausgang Q auf H-Potential. Gleichzeitig beginnt sich der Kondensator C9 über R13 aufzuladen, wodurch nach etwa 3 ms der Reset-Eingang 12 seine Schwellenweite überschreitet und das Flipflop zurücksetzt. Damit steht ein steiler Impuls für das nachfolgende zweite Zähl-Flipflop zur Verfügung. Dieser wechselt bei jedem 20-kHz-Burst seinen Schaltzustand. Die nachfolgenden CMOS-Puffer dienen als Treiber für die zwei abwechselnd aufleuchtenden LED. Benötigt man größere Lastströme, so kann man die beiden CMOS-Puffer durch Transistoren erset-

zen. Die vorliegende Schaltung wurde für tragbare Demonstrationsmuster konzipiert und deshalb auf minimalen Stromverbrauch optimiert. Die Lumineszenzdiolen dienen gleichzeitig als Einschaltanzeige, da im Betriebszustand immer eine der beiden LEDs eingeschaltet ist.
[nach Siemens-bauteil-report 17, Heft 5]

Rudolf Knauer
Heinz Fenzl

Abstimmssysteme

VHF-Frequenzsynthesizer mit dem MOS-Baustein S 187

Die digitale Senderwahl setzt sich auf Grund der immer billiger werdenden MOS-LSI-Bausteine bei Sprechfunkgeräten (CB, Polizei-, Taxifunk usw.) und Rundfunkempfängern in zunehmendem Maße durch. Bei mehr als 5 frequenzgenau einzustellenden Sender- oder Empfangskanälen ist das Frequenzsynthesystem kostenmäßig überlegen. Mit nur einem Schwingquarz können mit der universell einsetzbaren S 187 je nach Anwendungsfall bis zu 500 000 verschiedene Frequenzen eingestellt werden. Jede Fre-

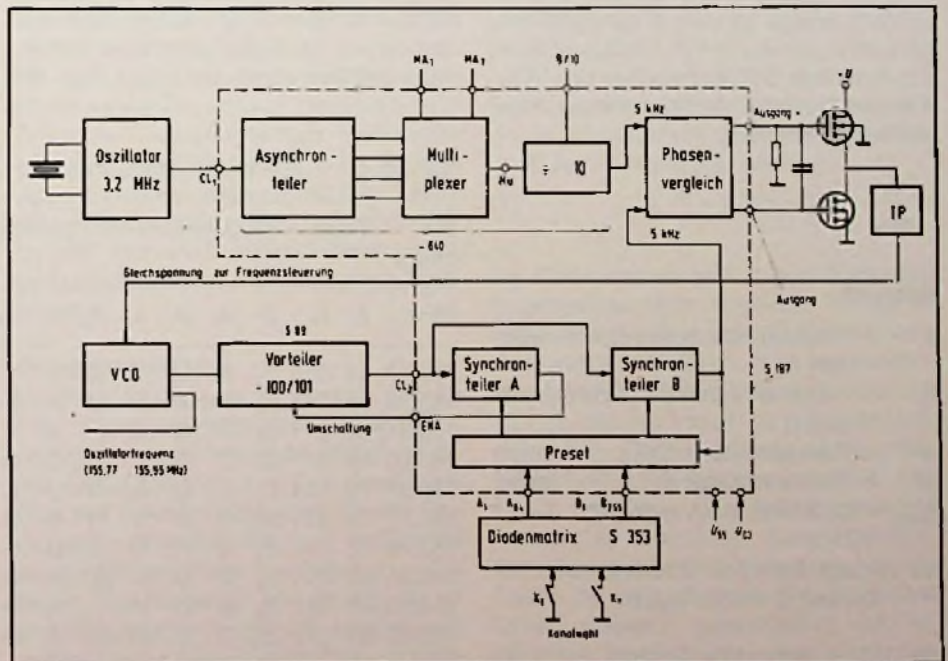
quenz weist die gleiche Genauigkeit und Konstanz auf, wie die des quarzstabilisierten Referenz-Oszillators.

Funktion der PLL-Frequenzsynthese

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild eines Frequenzsynthesizers mit dem MOS-Baustein S 187 für den VHF-Frequenzbereich $f = 155,77$ bis $155,95$ MHz mit einem Kanalabstand von 20 kHz. In der digitalen PLL-Schaltung wird die zu regelnde Frequenz mit einer quarzstabilen Referenzfrequenz verglichen und je nach Frequenz- und Phasenlage über ein Integrationsglied (TP) einer Regelspannung gewonnen, die die Kapazitätsdiode des VCO (Voltage Controlled Oscillator = spannungsgesteuerter Oszillator) steuert.

Die quarzstabile Referenzfrequenz von 3,2 MHz wird über einen Frequenzteiler ($\div 640$) dem einen Eingang des Phasenvergleichers zugeführt. Dadurch ergibt sich eine „Vergleichsfrequenz“ von 5 kHz. Am 2. Eingang des Phasenvergleichers liegt eine vom VCO abgeleitete Frequenz. Fällt diese in den Fangbereich der Schaltung, so wird die VCO-Frequenz über eine Kapazitätsdiode so lange nachgezogen, bis Frequenz- und Phasengleichheit an den beiden Eingängen des Vergleichers besteht. Die Teilung der VCO-Frequenz auf die Größe der Vergleichsfrequenz wird durch einen umschaltbaren Vorteiler

Bild 1. Blockschaltbild eines Frequenzsynthesizers



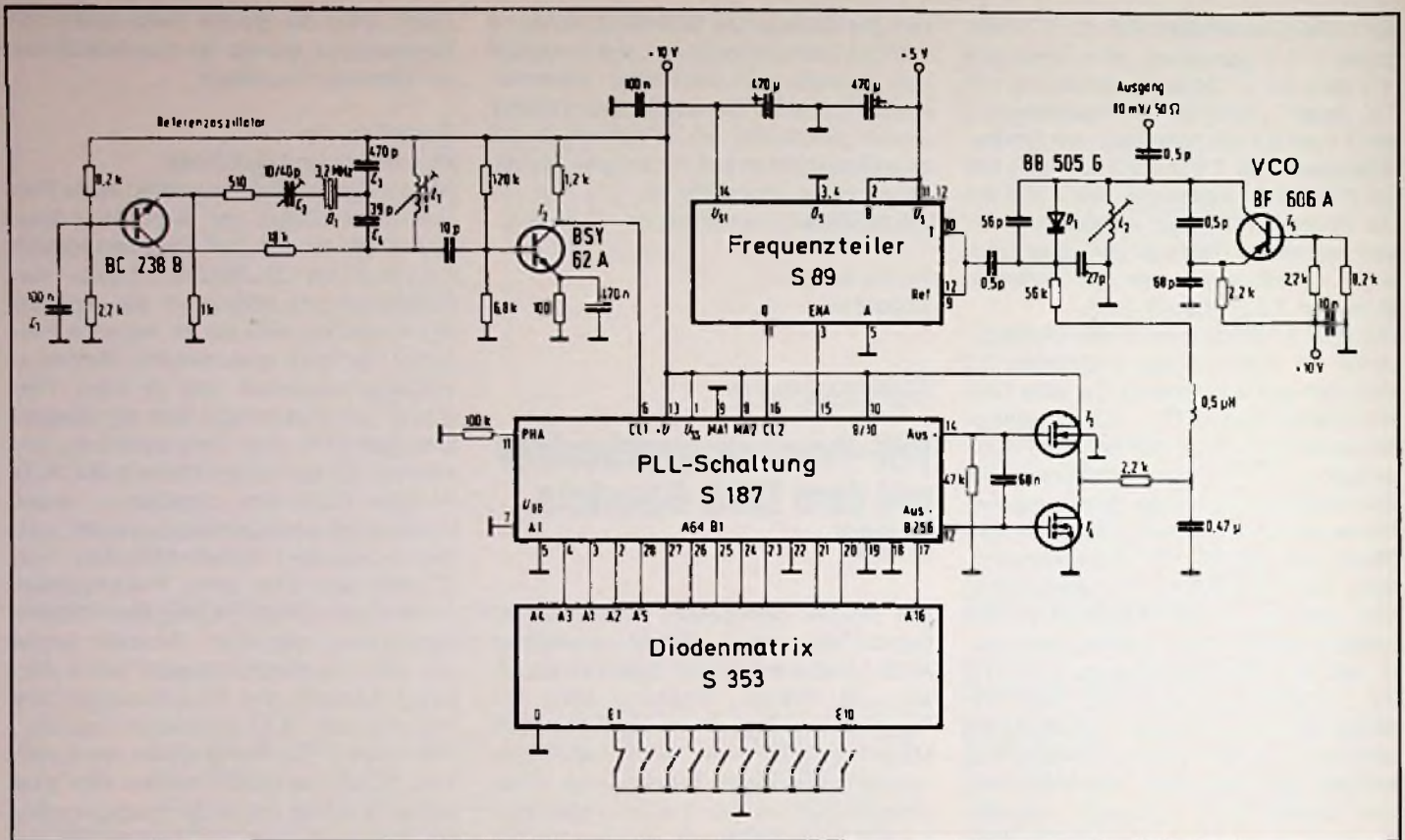


Bild 2. Komplett-Schaltung des Frequenzsynthesizers mit dem MOS-Baustein S 187 und der Diodenmatrix S 353

(S 89) und die im S 187 integrierten Synchron-teiler A und B vorgenommen. Die Programmierung der Synchron-teiler (aktiv „High“) erfolgt an den Programmier-eingängen A₁ bis A₆₄ und B₁ bis B₂₅₆ über die Diodenmatrix S 353. Zwischen der VCO-Frequenz und der Vergleichsfrequenz besteht die Beziehung:

$$\frac{f_{VCO}}{f_{Vergl.}} = (Q - P) \cdot a + P \cdot b \quad (1)$$

dabei ist:

- a = Teilverhältnis des Synchron-teilers A
- b = Teilverhältnis des Synchron-teilers B
- P = Teilverhältnis 100 } des Vor-teilers
- Q = Teilverhältnis 101 }
- $f_{Vergl.} = (3,2 \text{ MHz} : 640) = 5 \text{ kHz}$

Im vorliegenden Fall errechnet sich mit P = 100 und Q = 101 f_{VCO} zu:

$$f_{VCO} = (a + 100b) \cdot 5 \text{ kHz, d.h.} \quad (2)$$

eine Erhöhung von a um 1 bewirkt eine Frequenzerhöhung von 5 kHz, eine Erhöhung von b eine solche von 500 kHz. Für die hier gewählten VCO-Frequenzen sind die aus (2) abgeleiteten Teilverhältnisse der Synchron-teiler A und B in der

Tabelle 1 zusammengefaßt. Die Tabelle 1 enthält außerdem Angaben über die Programmierung der Diodenmatrix S 353. Die Programmierbedingungen sind im Datenblatt der IS angegeben. Auf sie wird in einem getrennten Abschnitt eingegangen.

Tabelle 1 X = Diodenstrecke unterbrochen

Fre- quenz	Teiler	Diodenmatrix Programmierung																	
MHz	A	B	E	A ₁	A ₂	A ₃	A ₄	A ₅	A ₆	A ₇	A ₈	A ₉	A ₁₀	A ₁₁	A ₁₂	A ₁₃	A ₁₄	A ₁₅	A ₁₆
155,77	54	311	E ₁	X	O	X	O	X	X	O	X	X	X	O	X	X	O	O	X
155,79	58	311	E ₂	O	X	X	O	X	X	O	X	X	X	O	X	X	O	O	X
155,81	62	311	E ₃	X	X	X	O	X	X	O	X	X	X	O	X	X	O	O	X
155,83	66	311	E ₄	O	O	X	O	O	O	X	X	X	X	O	X	X	O	O	X
155,85	70	311	E ₅	X	O	X	O	O	O	X	X	X	X	O	X	X	O	O	X
155,87	74	311	E ₆	O	X	X	O	O	O	X	X	X	X	O	X	X	O	O	X
155,89	78	311	E ₇	X	X	X	O	O	O	X	X	X	X	O	X	X	O	O	X
155,91	82	311	E ₈	O	O	X	O	X	O	X	X	X	X	O	X	X	O	O	X
155,93	86	311	E ₉	X	O	X	O	X	O	X	X	X	X	O	X	X	O	O	X
155,95	90	311	E ₁₀	O	X	X	O	X	O	X	X	X	X	O	X	X	O	O	X

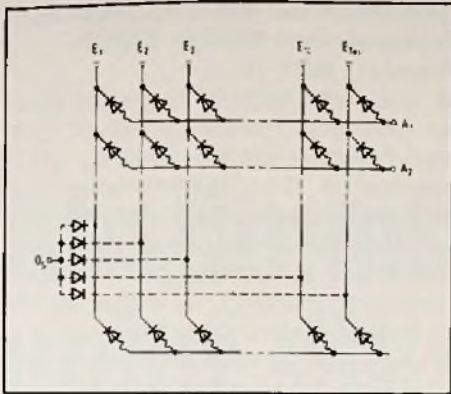


Bild 3. Innere Schaltung der Diodenmatrix S 353

Die Matrixausgänge A_8 bis A_{16} bleiben bei allen 10 Kanaleinstellungen (E_1 bis E_{10}) unverändert, da das Teilverhältnis von Teiler B sich nicht ändert.

Schaltungsaufbau

Bild 2 zeigt die komplette Schaltung des Frequenzsynthesizers für das VHF-Frequenzband $f = 155,77$ bis $155,95$ MHz. Als Betriebsspannung sind 10 V, für den Vorteiler zusätzlich 5 V erforderlich.

Das Referenzsignal von 3,2 MHz wird in einem quarzstabilisierten Oszillator erzeugt (BC 238 B). Die exakte Frequenzeinstellung erfolgt mit dem Trimmer C_2 (10 bis 40 pF). In der nachfolgenden Stufe (BSY 62 A) wird das Oszillatorsignal verstärkt und dem Eingang CL1 des PLL-Bausteins mit der erforderlichen Amplitude von etwa $10 V_{SS}$ zugeführt.

Der VCO besteht aus einer kapazitiv rückgekoppelten Oszillatorstufe mit dem Transistor BF 606 A. Der PNP-Transistor bietet hier den Vorteil, daß der Kollektor über den Oszillator-Schwingkreis direkt an Masse liegen kann. Zur erforderlichen Frequenz-Abstimmung enthält der Schwingkreis die Kapazitätsdiode BB 505 G. Die Einstellung der Kanalfrequenzen erfolgt durch Änderung der Abstimmspannung von $U_R = 4,6$ bis $5,1$ V. Über C_9 (0,5 pF) ist der VCO-Ausgang lose mit dem nach dem Modulo-N-Prinzip funktionierenden Frequenzteiler S 89 verbunden ($U_E \geq 50$ mV), der hier die VCO-Frequenz um den Faktor 100 bzw. 101 dividiert an den PLL-Baustein abgibt.

Am Ausgang des Phasenvergleichers auftretende Steuerimpulse werden über die beiden selbstsperrenden N-Kanal-Transistoren T 4 und T 5 dem passiven Tiefpaß-

filter R 15, C 18 zugeführt. Auf Grund der integrierenden Wirkung des Filters liegt an dessen Ausgang eine von Impulsresten befreite Gleichspannung, die über die Kapazitätsdiode D 1 die quarzgenaue Einstellung der VCO-Frequenz bewirkt.

Der Aufbau des Frequenzsynthesizers ist unkritisch. Lediglich bei der Festlegung der Leitungen – einschließlich der Masseleitungen – ist darauf zu achten, daß eine Beeinflussung des VCO durch den Impulsteil vermieden wird.

Programmierbare Diodenmatrix S 353 mit 160 Dioden (10 × 16)

Der Baustein S 353 enthält 160 Dioden, die in einer 10 × 16-Matrix angeordnet sind. Jeder Diode ist eine integrierte NiCr-Sicherung in Serie geschaltet, die durch einen Stromstoß unterbrochen werden kann. Auf diese Weise wird die Matrix entsprechend den Anwenderwünschen programmiert.

Die Matrix eignet sich besonders für folgende Anwendungen:

Digitale Frequenzeingabe für den MOS-Baustein S 187 (Digitaler Frequenzaufbereitungsbaustein). Darüber hinaus ist sie aber auch zum Programmieren der Zeilenzahlen des MOS-Bausteins S 178 A (Video-Impulsgeber) geeignet.

Sie ersetzt die aufwendige Verdrahtung bei Vorwahlschaltern. An Stelle des vielpoligen verdrahteten Schalters tritt eine einpolige Ausführung. Schalter und Matrix werden in Reihe geschaltet.

Sie kann ferner als Codierer oder Decodierer verwendet werden. Die Matrix wird dabei den entsprechenden Bausteinen vor- oder nachgeschaltet bzw. zwischen den Bausteinen angeordnet. Die elektrischen Pegel werden dabei nur um die Höhe einer Diodendurchlaßspannung verringert und die elektrische Verbindung bleibt erhalten.

Programmierung

Die Programmierung ist einfach. Sie erfolgt mit einer Spannung von max. 20 V und einem Strom von max. 60 mA bei einer Anstiegszeit von $t < 1 \mu s$. Ein Impuls ist in den meisten Fällen ausreichend. Das Substrat (Anschluß Pin 1) O_5 muß dabei auf einem negativen Potential von -2 V liegen. Der Baustein wird im DIL-Kunststoff-Steckgehäuse mit 28 Anschlüssen geliefert. Um unerwünschte Programmän-

derungen zu vermeiden, sind die bekannten Vorsichtsmaßnahmen für den Umgang mit MOS-Schaltungen zu beachten. (Nach Siemens-Unterlagen)

Antennen

Aktive Autoantenne mit neuartigem BIMOS-Baustein

Der neue, integrierte Baustein BGY 42 in BIMOS-Technik für aktive Autoantennen weist gegenüber herkömmlichen Antennenverstärkern einige bemerkenswerte Verbesserungen auf. Besonders erwähnenswert ist die gute Störsenderunterdrückung und die hohe zulässige Eingangsspannung im AM-Bereich. Ein Zustopfen durch starke Rundfunksender ist damit unmöglich gemacht. Erreicht werden diese Eigenschaften durch den gegengekoppelten, integrierten Breitband-Antennenverstärker, der unter Ausnutzung des selektiven Autoempfängereingangskreises als Arbeitswiderstand zum quasiselektiven Antennenverstärker wird. Ein nicht auf

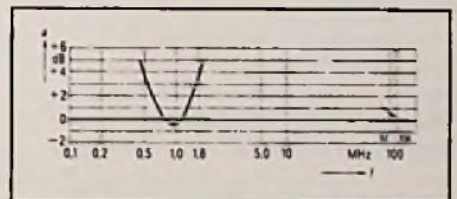


Bild 1. Empfindlichkeit der aktiven Antenne in Abhängigkeit von der Frequenz (0-dB-Kurve = passive Antenne)

der Resonanzfrequenz des Autoempfängereingangskreises liegendes HF-Signal wird nicht verstärkt, da der Resonanzwiderstand im Vergleich zum Innenwiderstand des Verstärkers klein ist. Dazu ist es wichtig, daß der Verstärker trotz der stark wirksamen Gegenkopplung einen möglichst hohen Ausgangswiderstand hat. Durch ein geeignetes Schaltungsdesign konnte der natürliche Ausgangswiderstand normaler HF-Transistoren um den Faktor 10 vergrößert werden. Damit bestimmt praktisch ausschließlich der Resonanzwiderstand des Autoempfänger-

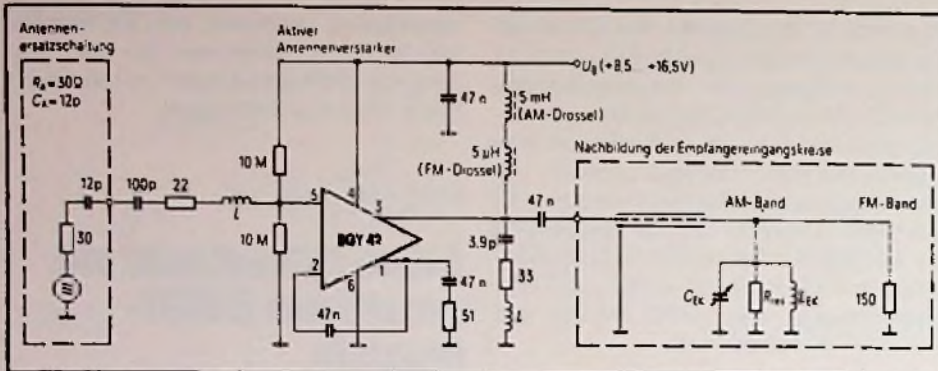


Bild 2. Meßschaltung zur Untersuchung der Eigenschaften

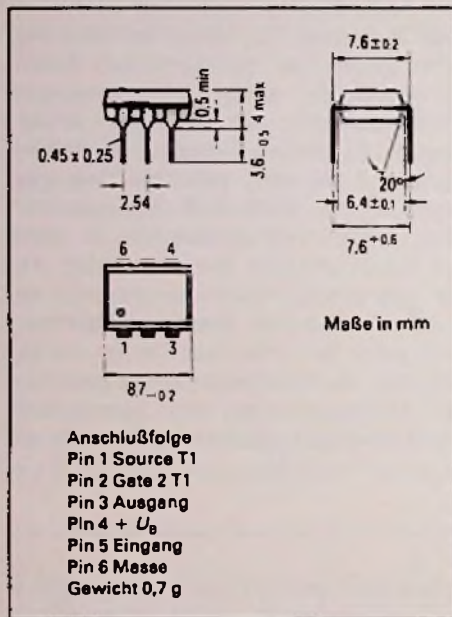


Bild 3. Gehäuseabmessungen des Antennenbausteines BGY 42

eingangskreises den Grad der aktiven Verstärkung. Zudem kann ein störendes AM-Eingangssignal wegen der starken Gegenkopplung hohe Spannungswerte aufweisen, ohne die Intermodulationseigenschaften des Verstärkers nachhaltig zu beeinflussen. Ein weiterer positiver Effekt der starken Gegenkopplung im AM-Bereich ist trotz der Einkanallösung die gute Bereichstrennung zwischen AM und FM.

Der MOS-FET-Eingang des BGY 42 ist durch integrierte Dioden berührungsgeschützt. Der Baustein wird in 6poligen DIL-Kunststoffgehäuse geliefert. Seine Eigenschaften können mit einer Schaltung nach Bild 2 untersucht werden. Das Bild 1 zeigt die Abhängigkeit der Eigenschaftsempfindlichkeit von der Frequenz bezogen auf diejenige einer passiven Antenne (0 dB-Linie). Die Gehäuseabmessungen gehen aus Bild 3 hervor.

Besondere Merkmale von aktiven Autoantennen mit dem BIMOS-Baustein BGY 42

- Fortschrittliche Kombination von Bipolar- und MOS-Technik auf einem Chip zum Erreichen optimaler elektrischer Eigenschaften. Die berührungsgeschützte MOS-FET-Eingangsstufe des BGY 42 sorgt mit ihrem extrem hohen Eingangswiderstand für hohes Nutzsignal am Antennenverstärkereingang. Die Ausgangsstufe ist in Bipolartechnik ausgeführt.
- Gute Störsenderunterdrückung im AM-Bereich, gute Bereichstrennung zwischen AM und FM und hohe Übersteuerungsfestigkeit.
- Der integrierte Baustein und das Einkanal-konzept für den AM- und FM-Bereich ermöglichen eine geringe externe Beschaltung und damit kleine Bauweise.
- Niedrige Verlustleistung sowie geringe Versorgungsspannungsabhängigkeit. (nach Siemens-Unterlagen)

Studiotechnik

Der Mikroprozessor führt Regie

Zum automatischen Tondurchschalten bei Hörfunk und Fernsehen sowie zur Bedienungserleichterung im Theaterbereich entwickelte Siemens ein mikroprozessorgesteuertes, modulares Tondurchschaltensystem. Seine erste große Bewährungsprobe bestand dieses System bei den Olympischen Spielen 1980 in Moskau. Die Tondurchschaltung erfolgt über ein auf die jeweilige Aufgabenstellung zugeschnittenes Koppelfeld, das wahlweise mit Relais oder elektronischen Knoten realisiert wird. Das System ermöglicht ferner den Aufbau dreistufiger Koppler. Bei der Aufgabe, Quellen wie Mikrofone, Plattenspieler und Bandgeräte mit Zielen wie Sender (live) oder Speicher zu verbinden, führt der Mikroprozessor Regie. Ein vom Tonmeister vorbereitetes akustisches Bild wird mit seiner Hilfe exakt zur richtigen Zeit durchgeschaltet, wobei der Anstoß von Hand oder auch durch Programmierung automatisch erfolgen kann. Bestehende Verbindungen werden vom Prozessor protokolliert und laufend überprüft. Die Anlage läßt sich von mehreren Plätzen aus bedienen, wobei die Art des Bedienterminals und dessen Berechtigungsniveau verschieden sein kann. Bei komplexeren Aufgaben wird ein Mehrprozessorsystem eingesetzt.

Technische Kurzdaten BGY 42

Bandbreite	AM	0,1 bis 2,0 MHz
	FM	80 bis 110 MHz
Rauschzahl	F	4,5 dB
Leistungsverstärkung im AM-Bereich (abhängig vom Resonanzwiderstand des Eingangskreises im Autoempfänger)	$V_{P AM}$	> 10 dB
FM-Bereich (abhängig von der externen Beschaltung)	$V_{P FM}$	> 4 dB
Übersteuerungsfestigkeit (2-Sender-Methode; $U_E = 100$ mV; AM und FM)	a	> 50 dB
Intermodulation 2. Ordnung, FM ($f_1 = 0,5$ MHz; $f_2 = 95$ MHz)	a	≥ 50 dB
Eingangsspannung für 1-dB-Kompression AM; $R_L = 1$ k Ω ;	$U_{E 1dB}$	> 0,3 V
FM; $R_L = 150 \Omega$	$U_{E 1dB}$	> 0,5 V
Betriebsspannung	U_B	9 bis 16 V
Typischer Betriebsstrom ($U_B = 12$ V)	I_B	25 mA
Umgebungstemperatur im Betrieb	T_U	- 45 bis + 85 °C

Abstimmssysteme unter die Lupe genommen

6. Folge: Frequenzsynthese (I)

In den vergangenen 10 Jahren machte die Abstimmtechnik und damit auch der Service dieser Baugruppe einen grundlegenden Wandel durch: Mechanische Abstimmssysteme mit Schubstangen, Klinken und Sperren mußten komplizierten elektronischen Systemen weichen, die aufgrund eigens gefertigter LSI-Schaltkreise noch eine Fülle zusätzlicher Aufgaben übernehmen können. Nur der Service-Techniker, der sich auf diesem Gebiet gezielt weiterbildet, hält mit der Entwicklung Schritt und ist nicht vollends dem Modultausch ausgeliefert. Das Grundwissen für diese Aufgabe vermittelt Ing. (grad.) Helmut Liedl in einem Streifzug durch die Abstimmtechnik. Er begann mit einer knappen Erklärung der einfachen Methoden und nimmt nun eingehend die Arbeitsweise komplexer digitaler Abstimmssysteme unter die Lupe.

Grundlagen der Frequenzsynthese

Unter einem Frequenzsynthesizer versteht man in der Nachrichtentechnik ein System, mit dem aus einer oder mehreren Normalfrequenzen eine Vielzahl von Ausgangsfrequenzen abgeleitet werden. Angewendet auf den RF- und FS-Überlagerungsempfänger bedeutet dies eine der geforderten Abstimmgenauigkeit angepaßte Durchstimmbarkeit des Oszillators, in Form einer Frequenzraasterung, abgeleitet von einer Referenzfrequenz. Man unterscheidet dabei zwischen direkter und indirekter Frequenzsynthese.

Bei der direkten Frequenzsynthese wird die Ausgangsfrequenz mittels Mischer, Vervielfacher, Teiler und Filter gewonnen. Sie hat keine Bedeutung für RF- und FS-Empfänger, weil sie trotz großem Aufwand die Qualitätsanforderungen hinsichtlich Störstrahlung und spektraler Reinheit der Signale nicht erfüllt.

Die indirekte Methode ist gekennzeichnet durch die Anwendung der Phasen- und Frequenzregelschleife mit digital einstell-

barem Frequenzteiler, allgemein PLL-Synthesizer genannt (Phase Locked Loop: eingerastete Phasen- und Frequenzregelschleife). PLL-Synthesizer genügen den zuvor genannten Qualitätsanforderungen, und sie lassen sich mit Hilfe der IC-Technik wirtschaftlich herstellen, was Voraussetzung für ihren Einzug in Geräte der Unterhaltungselektronik war.

Frequenzsynthese mit PLL-Synthesizer

Bild 24 zeigt die PLL-Grundschialtung. Die zu einem Regelkreis gestalteten Elemente sind ein phasen- und frequenzsensitiver Vergleichler PD, ein Tiefpaß TP mit Verstärker und ein spannungs- oder stromgesteuerter Oszillator VCO. Die komplizierte mathematische Behandlung dieses Regelsystems ist in [12], [13] und [14] am Schluß des Beitrages ausführlich beschrieben.

Aus dem Oszillatorsignal $U_{OS}(t)$ und dem Referenzsignal $U_R(t)$ wird eine Vergleichsgröße $U_{PD}(t)$ gebildet, die durch Filterung in einem TP die Regelspannung (Ab-

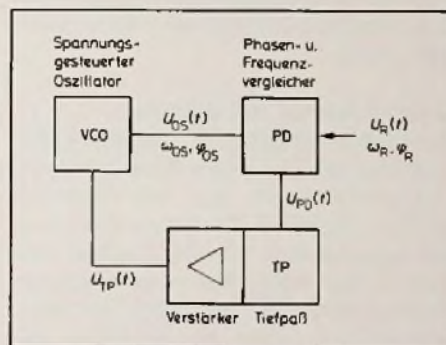


Bild 24. PLL-Grundschialtung. Im Vergleichler PD werden Phase und Frequenz des Oszillatorsignals U_{OS} mit den entsprechenden Größen eines Referenzsignals U_R verglichen. Bei Abweichungen wird das Steuersignal U_{PD} (U_{TP} nach TP und Verstärker) so verändert, daß Frequenz und Phasenlage des VCO mit dem Referenzsignal übereinstimmen

stimmspannung) $U_{TP}(t)$ für den VCO liefert. Verändert sich die Frequenz oder Phase des VCO infolge eines Abstimmvorgangs oder einer Störung, so wird U_{TP} solange nachgeregelt, bis beide Größen mit denen der Referenz wieder übereinstimmen.

Je nach Auslegung des Vergleichlers PD unterscheidet man zwischen linearer und digitaler PLL. Die lineare verarbeitet vorzugsweise sinusförmige Eingangssignale und weist nur phasensensitives Verhalten auf. Dagegen arbeitet die digitale PLL mit Rechtecksignalen, vergleicht Phase und Frequenz, und ist daher geeignet für digitale Abstimmssysteme.

Deshalb sind Frequenzteiler nötig

Um eine schrittweise (digital) einstellbare Oszillatorfrequenz zu bekommen, wird die Grundschialtung mit Frequenzteilern erweitert (Bild 25).

Zwischen VCO und Vergleichler liegen jetzt ein Vorteiler mit dem festen Teilungsverhältnis M und ein programmierbarer Teiler mit dem veränderbaren Teilungsverhältnis N . Der programmierbare Teiler erhält beim Abstimmen verschiedene Einstellwerte für N , worauf die Frequenz f_{OS} des VCO mit U_D stets so eingestellt wird, daß die heruntergeteilte Oszillatorfrequenz (f_{PT}) mit dem Referenzwert f_R übereinstimmt. Der Vorteiler bestimmt den Rasterabstand, also den kleinsten mit dem programmierbaren Teiler einzustellenden Frequenzschritt. Er wird benötigt, weil der programmierbare Teiler in der für ihn machbaren IC-Technologie nicht die hohe Oszillatorfrequenz (UHF bis 1 GHz) verarbeiten kann.

Warum immer HF-Quarze?

Die Referenzfrequenz f_R , die im kHz-Bereich liegt, wird mit einem Teiler (Untersetungsverhältnis R) aus der Quarzfrequenz f_Q abgeleitet. Die Schwingfrequenz des Quarzes liegt im MHz-Bereich, weil Quarze hier billig, klein und erschütterungsfest sind. Bei der Wahl der Referenzfrequenz selbst ist allerdings ein Kompromiß zu schließen, zwischen Auflösungsgenauigkeit und Einschwingzeit.

Um eine feine Auflösung zu erzielen, soll f_R möglichst niedrig sein, dies erhöht jedoch die Einschwingzeit des Tiefpasses TP (siehe auch 3. Folge FT 4/81). Die Einschwingzeit darf aber nicht zu hoch sein, weil der Oszillator bei größeren Frequenzsprüngen innerhalb eines Bandes in einer annehmbaren Abstimmzeit einrasten muß.

Viel hängt von der Frequenzschrittweite ab

Für die Berechnung der Teilverhältnisse gelten folgende Zusammenhänge: Festgelegt wird der von der Auflösungsgenauigkeit bestimmte und mit dem programmierbaren Teiler einzustellende kleinste Frequenzschritt Δf (zum Beispiel 125 kHz bei FS, 1 kHz AM, 25 kHz FM), sowie die Referenzfrequenz unter den zuvor erwähnten Bedingungen. Somit gilt:

$$\Delta f = M \cdot f_R$$

$$f_R = \frac{f_Q}{R}$$

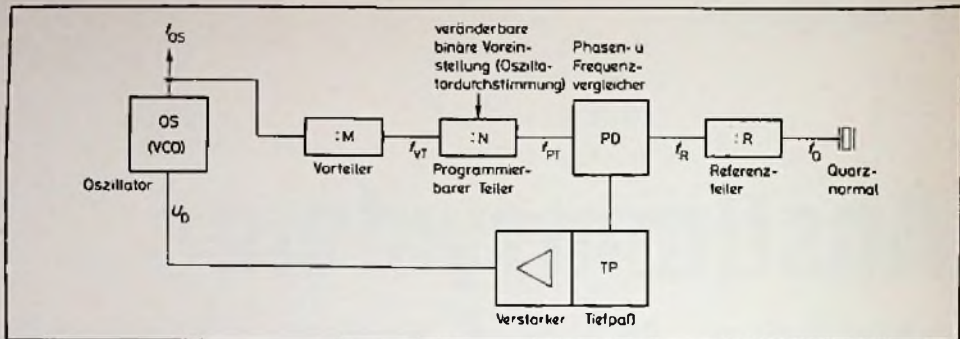


Bild 25. PLL-Grundschialtung für Frequenzsynthese. Der Vorteiler (:M) teilt das hochfrequente Oszillatorsignal auf einen Wert, den der nachfolgende programmierbare Teiler (:N) verarbeiten kann. Beim Abstimmen wird mit dem Teilungsfaktor N auch die Oszillatorfrequenz verändert, damit f_{PT} immer mit f_R übereinstimmt (PLL-Prinzip). Die Referenzfrequenz f_R wird über einen Teiler (:R) von einem Quarznorm abgeleitet, so daß auch die Oszillatorfrequenz f_{OS} stets quarzgenau ist

$$f_{OS} = \Delta f \cdot N = M \cdot N \cdot f_R = M \cdot N \cdot \frac{f_Q}{R}$$

Daraus läßt sich der Teilungsbereich des programmierbaren Teilers bestimmen zu:

$$N_{\min} = \frac{f_{OS_{\min}}}{\Delta f} \quad N_{\max} = \frac{f_{OS_{\max}}}{\Delta f}$$

Die Eckwerte der Oszillatorfrequenz erhält man aus den Grenzwerten des jeweiligen Bandes zuzüglich Zwischenfrequenz. Die Teilerwerte für die Kanalmittenfrequenz f_K berechnen sich zu:

$$N_K = \frac{f_K + f_{ZF}}{\Delta f}$$

Diese dezimalen Werte müssen dann noch in äquivalente Dualzahlen umgerechnet werden. Als kleinsten Frequenzschritt Δf bevorzugen die Gerätehersteller im FS-Bereich neben 125 kHz noch 62,5 kHz. Auf das Abstimmssystem bezogen bedeutet dies, daß durch Ändern der niederwertigsten Bitstellen die Kanalmittenfrequenz in feinen Schritten Δf nach oben und unten verändert werden kann. Damit ist es möglich unzulängliche Empfangsbedingungen auszugleichen, oder Kanäle zu finden, die außerhalb des Normrasters liegen.

Die Schrittweite muß zum Kanalraster passen

Ob man nun 125 kHz oder 62,5 kHz als Schrittweite Δf wählt ist eine Ermessensfrage. Sicherlich bringen 62,5 kHz eine noch bessere Auflösung als 125 kHz und Vorteile beim Empfang von Videotext. Andererseits sind 125 kHz Auflösung bei

5,5 MHz Bandbreite im allgemeinen für das Fernsehbild immer ausreichend.

Im Rundfunk hat sich bei AM eine Rasterfrequenz von 1 kHz eingebürgert, die dem 9-kHz-Kanalrasterabstand in Europa angepaßt ist. Bei FM wird in neueren Konzepten nur noch ein 10 kHz oder 25 kHz Raster verwendet. Größere Schritte führen zu Ungenauigkeiten, denn die europäischen UKW-Sender liegen im 50-kHz-Raster. Kleinsender und Frequenzumsetzer bei Gemeinschaftsantennenanlagen können sogar noch um 25 kHz vom 50-kHz-Raster abweichen. Wenn Rasterfrequenz und Referenzfrequenz den gleichen Wert haben, wie es bei den in der nächsten Folge behandelten programmierbaren Teilern mit umschaltbarem Vorteiler vorkommen kann, ist das 25-kHz-Raster vorzuziehen. Eine eventuell übrigbleibende Welligkeit mit Referenzfrequenzanteil nach der Siebung durch den Tiefpaß, wirkt sich nämlich weniger störend aus (gegenüber 10-kHz-Raster), wenn sie oberhalb des Hörbereiches liegt.

(Wird fortgesetzt)

Literaturnachweis zur Serie Abstimmssysteme

[1] Siemens Datenbuch „Integrierte Schaltungen für die Unterhaltungselektronik“.

[2] Wolf, J.: Ansteuerbaustein für analoge Leuchtbandanzeige. Funkschau (1975) Heft 20.

[3] Bichler, H., Krüger, P.: Frequenzzäh-

ler für LMK- und UKW-Empfänger. Funk-
schau (1980) Heft 4.

[4] Liedl, H.: Infrarot Fernsteuerung.
Funkschau (1979) Heft 3.

[5] Biermann, K., Liedl, H.: Einfaches
Abstimmssystem mit Spannungssynthese.
Funk-Technik (1980) Heft 5.

[6] Hegendörfer, M.: Digitale Sender-
Suchlaufautomatik. Funk-Technik (1977)
Heft 11.

[7] Kussmaul, A.: Kombination von Lo-
gik und nichtflüchtigen Speicher auf einem
Chip. Funkschau (1980) Heft 4.

[8] Hegendörfer, M.: Quarzuhr-Steck-
modul liefert chronometergenaue Zeit,
Programmziffer und Abstimmkala. Funk-
schau (1975) Heft 20.

[9] Grundig, Technische Informationen:
1975 Heft 5/6 1/1977, 2/1977, 5/1979.

[10] Baum, W.: Sendersuchlauf mit elek-
tronischer Speicherung. Funkschau (1977)
Heft 12.

[11] Baum, W.: Farbfernsehgerät mit Mi-
kroprozessor-Steuerung. Funkschau
(1977) Heft 17.

[12] Geschwinde, H.: Einführung in die
PLL-Technik. Vieweg-Verlag.

[13] Best, R.: Theorie und Anwendungen
der Phase Locked Loops. AT Verlag Stutt-
gart.

[14] Mallon, D.: Phase-Locked Loop, In-
ternationale Elektronik Rundschau (1972)
Heft 10.

[15] Keßler, H.: S 187 ein universeller
PLL Baustein. Siemens Bauteile Report 3/
1977.

[16] Rössler, R. und Müller, R. G.: Erasa-
ble and Electrically Reprogrammable
Read-Only-Memory Using the N-channel
SIMOS One-Transistor Cell. Siemens For-
schungs und Entwicklungs Bericht Bd. 4
(1975) Nr. 6.

[17] Bayton, B.: Designing with nitride-
type EAROMs. Electronics September 15/
1977.

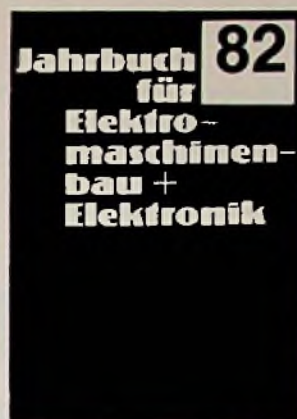
[18] Datenblättersatz der Firma Siemens:
Digitales Abstimmssystem SDA 200.

[19] v. Soosten, H., Böhm, G.: Abstim-
baustein der Synthesizer-Geräte. Grundig
Technische Information 5/1979.

[20] Lehmann, R.: Frequenzsynthesizer
in Grundig Rundfunkgeräten der Spitzen-
klasse. Grundig Technische Informatio-
nen 1/2 1980.

für Kfz. Maschinen. Werbung
PVC-Klebeschilder
FÜR DEN BAH- u. Magnet-Schilder
BICHLMEIER 82 Ro-Kastenau
Erlenweg 17 Tel. 080 31/31315

Ihre Fachberater



Jahrbuch für das Elektrohandwerk 82

Etwa 450 Seiten, zahlreiche Abbildungen, Tabellen, Diagramme und Schaltungsbeispiele. Taschenbuchformat, flexibler Kunststoffeinband, 12,80 DM (Fortsetzungspreis 10,25 DM; siehe unten), zuzüglich Versandkosten.

Das praxisorientierte Taschenbuch ist seit vielen Jahren ein treuer Begleiter für den Elektro-Fachmann. Wer einmal damit gearbeitet hat, möchte es nicht mehr missen. Dem Elektro-Fachmann in Handwerk, Industrie und Gewerbe wird ein hilfreiches Nachschlagewerk für die tägliche Berufspraxis geboten. Wegen der zahlreichen Änderungen, die sich bei den elektrotechnischen Richtlinien in letzter Zeit ergeben haben, wurde das Jahrbuch vollständig überarbeitet. Somit ist wiederum gewährleistet, daß alle Texte dem letzten Stand der Technik, unter Berücksichtigung aller neuen Bestimmungen, entsprechen. Um eine noch klarere Gliederung zu erzielen, wurde eine neue Kapitelein-
teilung vorgenommen. Völlig neu aufgenommen wurde ein Kapitel über Hausgeräte mit Schaltungen und Service-Hinweisen. Jedes Kapitel beginnt mit wichtigen Fachliteratur-Hinweisen. Damit entspricht die Ausgabe 1982 allen Erfordernissen der Praxis.

Jahrbuch für Elektromaschinenbau + Elektronik 82

Etwa 400 Seiten. Mit vielen Schaltbildern, Wickeltabellen, Diagrammen. Taschenbuchformat, flexibler Kunststoffeinband, DM 12,80 (Fortsetzungspreis DM 10,25, siehe unten), zuzüglich Versandkosten. Das „Jahrbuch für Elektromaschinenbau + Elektronik“ enthält alle wichtigen Unterlagen für Elektromaschinenbau und Elektronik, die man in Werkstatt und Betrieb laufend zur Hand haben muß. Die neue Ausgabe 1982 erfüllt wieder alle Ansprüche an einen modernen, praxisbezogenen Fachkalender.

Fortsetzungspreis

Für unsere Jahrbücher bieten wir einen Vorzugspreis an, wenn Sie zur Fortsetzung bestellen. (Dann wird ihre Bestellung also für 1983 ff. vorgemerkt.) Wir gewähren dann einen Preisnachlaß von 20% auf den jeweils gültigen normalen Verkaufspreis. Im Falle der Ausgabe 82 also statt DM 12,80 / Fortsetzungspreis 10,25. Der Fortsetzungsauftrag kann jährlich bis spätestens 30.6. für das folgende Jahr gekündigt werden.

Hüthig & Pflaum Verlag

Bestellschein

- Jahrbuch für das Elektrohandwerk 1982, DM 12,80
- Jahrbuch für das Elektrohandwerk 1982, Fortsetzungspreis DM 10,25
- Jahrbuch für Elektromaschinenbau + Elektronik 1982, DM 12,80
- Jahrbuch für Elektromaschinenbau + Elektronik, 1982, Fortsetzungspreis DM 10,25

Vor- und Zuname

Straße

Plz/Ort

Datum

Unterschrift

Einsenden an:

Hüthig & Pflaum Verlag, Postfach 102869, 6900 Heidelberg 1

Für die Ausbildung

Lothar Starke

RC-Glieder und Zeitkonstanten

Als RC-Glied bezeichnet man die Reihenschaltung eines Widerstandes und eines Kondensators (Bild 1).

Solange der Schalter in der gezeichneten Ruhelage steht, ist der Kondensator entladen. Seine Spannung ist Null und ebenso die Spannung am Widerstand.

Legt man die Spannung U_b an das RC-Glied an, so wirkt im ersten Moment der noch entladene Kondensator wie ein Kurzschluß. Die gesamte Spannung liegt am Widerstand und verursacht einen Strom

$$I = \frac{U_b}{R}$$

Er lädt den Kondensator auf. Wäre dieser Strom konstant, so wäre der Kondensator nach der Zeit $t = \frac{U \cdot C}{I}$ voll aufgeladen

(Bild 2).

Beispiel

An einen Kondensator $C = 100 \mu\text{F}$ wird eine Spannung $U_b = 100 \text{ V}$ angelegt. Nach welcher Zeit wäre er bei konstantem Ladestrom $I = 0,1 \text{ A}$ voll aufgeladen?

Lösung

$$t = \frac{U \cdot C}{I} = \frac{100 \text{ V} \cdot 10^{-4} \text{ F}}{0,1 \text{ A}} = 0,1 \text{ s}$$

Nun ist der Ladestrom beim RC-Glied nicht konstant, sondern nimmt um so weiter ab, je weiter der Kondensator aufgeladen ist. Der tatsächlichen Ladestrom ist dann:

$$I = \frac{U_b - U_c}{R}$$

Damit wird der Kondensator nicht zeitproportional, sondern nach einer Exponentialkurve aufgeladen, wie sie das Bild 3 zeigt. Der Kurvenverlauf kann Punkt für Punkt nach einer e-Funktion vorausberechnet werden. In der Praxis kennzeichnet man die Ladegeschwindigkeit jedoch ersatzweise durch den Ladezustand zum Zeitpunkt $t = R \cdot C$. Hier ist dann der Kondensator auf 63% der angelegten Spannung aufgeladen. Diese Zeit nennt man die Zeitkonstante $\tau^1)$

$$\tau = R \cdot C$$

τ erhält man in s, wenn R in Ω und C in F eingesetzt werden.

Zum Zeitpunkt τ ist die Ladestromstärke und mit ihr die Spannung U_R auf 37% ihres Anfangswertes abgesunken (Bild 3 b). Nach jeder weiteren Zeit $t = R \cdot C$ steigt die Kondensatorspannung auf jeweils 63% der noch bis U_b fehlenden Restspannung an. Praktisch kann man davon ausgehen, daß nach 5τ der Kondensator voll aufgeladen und der Ladestrom Null ge-

Bild 1. RC-Glied an einer Gleichspannung

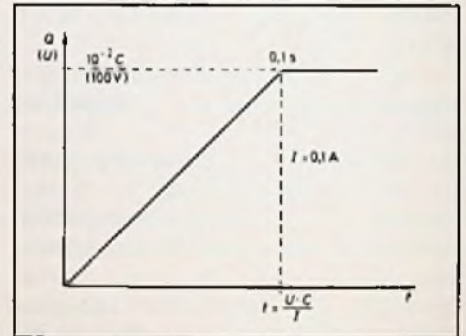
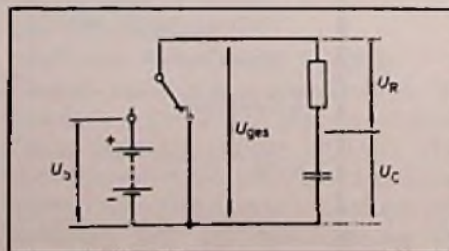
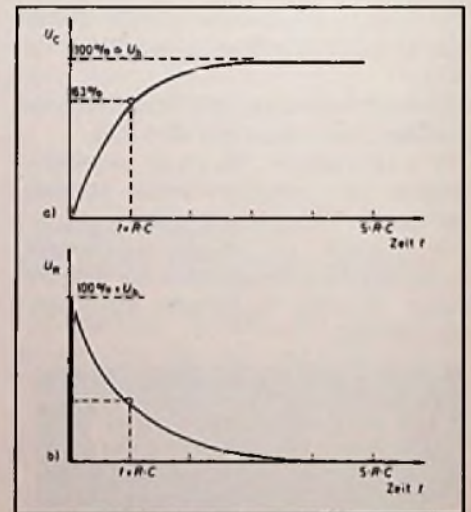


Bild 2. Zeitproportionale Kondensatoraufladung bei konstantem Strom

Bild 3. a) Kondensatoraufladung eines RC-Gliedes in Abhängigkeit von der Zeit; b) Ladestrom eines RC-Gliedes in Abhängigkeit von der Zeit



worden sind. Die dazwischen liegenden Werte können der Tabelle 1 entnommen werden.

Merke: Die Zeitkonstante τ gibt an, nach welcher Zeit der Kondensator auf 63% aufgeladen bzw. sein Ladestrom auf 37% abgesunken sind.

Beispiel

Ein Kondensator $C = 0,047 \mu\text{F}$ wird mit einem Widerstand $R = 120 \text{ k}\Omega$ in Reihe geschaltet. Nach welcher Zeit hat der Kondensator 63% seiner Entladung erreicht?

Lösung

$$\tau = R \cdot C = 120 \cdot 10^3 \Omega \cdot 0,047 \cdot 10^{-6} \text{ F} = 5,64 \text{ ms}$$

Wird im Bild 1 die Spannung wieder abgeschaltet, so liegt im ersten Moment die volle Kondensatorspannung am Widerstand, ist aber gegenüber der Betriebsspannung entgegengesetzt gepolt. Der Kondensator entlädt sich über den Widerstand, und beide Spannungen U_R und U_C sinken wieder nach der bekannten Exponentialkurve (Bild 3b) ab. Nach der Zeit $t = \tau = R \cdot C$ sind sie auf 37% des Anfangswertes abgesunken und nach $5 \cdot \tau$ praktisch Null geworden.

Wird an das RC-Glied eine sinusförmige Wechselspannung gelegt, so bewirkt die zeitverzögerte Kondensatorauf- bzw. -umladung, daß sich der Blindwiderstand mit zunehmender Frequenz verringert. Folglich wirkt das RC-Glied wie ein frequenzabhängiger Spannungsteiler (Bild 4). Die Teilspannungen können mit der Spannungsteilerformel berechnet werden, wenn man an Stelle des Gesamtwiderstandes den Scheinwiderstand

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2}$$

einsetzt.

$$U_R = \frac{U_{\text{ges}} \cdot R}{Z} \quad U_C = \frac{U_{\text{ges}} \cdot X_C}{Z}$$

Beispiel

Das RC-Glied aus dem vorigen Beispiel ($R = 120 \text{ k}\Omega$, $C = 0,047 \mu\text{F}$) wird mit einer Sinusspannung $U = 10 \text{ V}$, $f = 50 \text{ Hz}$ gespeist. Wie groß sind die beiden Teilspannungen?

¹⁾ τ (sprich: tan, griech. Buchstabe)

t	0	$1 \cdot \tau$	$2 \cdot \tau$	$3 \cdot \tau$	$4 \cdot \tau$	$5 \cdot \tau$
U_C	0	$0,63 \cdot U_b$	$0,86 \cdot U_b$	$0,95 \cdot U_b$	$0,98 \cdot U_b$	$0,993 \cdot U_b$
I_L	I_{max}	$0,37 \cdot I_{\text{max}}$	$0,14 \cdot I_{\text{max}}$	$0,05 \cdot I_{\text{max}}$	$0,02 \cdot I_{\text{max}}$	$0,007 \cdot I_{\text{max}}$

Tabelle 1

Lösung

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{6,28 \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 0,047 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 67760 \Omega$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{(120 \cdot 10^3 \Omega)^2 + (67760 \Omega)^2} = 138 \text{ k}\Omega$$

$$U_R = \frac{U_{\text{ges}} \cdot R}{Z} = \frac{10 \text{ V} \cdot 120 \cdot 10^3 \Omega}{138 \cdot 10^3 \Omega} = 8,7 \text{ V}$$

$$U_C = \frac{U_{\text{ges}} \cdot X_C}{Z} = \frac{10 \text{ V} \cdot 67760 \Omega}{138 \cdot 10^3 \Omega} = 4,9 \text{ V}$$

Bei einer bestimmten Frequenz, die man Grenzfrequenz nennt, ist der Blindwiderstand des Kondensators gleich dem ohmschen Widerstand. Hier sind beide Teilspannungen gleich, und zwar 70,7% der Gesamt-Spannung. Die Grenzfrequenz kann wie folgt berechnet werden:

$$f_{\text{grenz}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau}$$

Beispiel

Die Grenzfrequenz des Beispiels ist zu berechnen!

Lösung

$$f_{\text{grenz}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} = \frac{1}{6,18 \cdot 5,64 \cdot 10^{-3} \text{ s}} = 28 \text{ Hz}$$

Bei der Grenzfrequenz sind beide Teilspannungen gegenüber der angelegten Spannung um 45° phasenverschoben, wobei U_C nach- und U_R vorausleitet. Die tatsächlichen Phasenwinkel können wie folgt bestimmt werden:

$$\cos \varphi = \sin \delta = \frac{R}{Z}$$

Beispiel

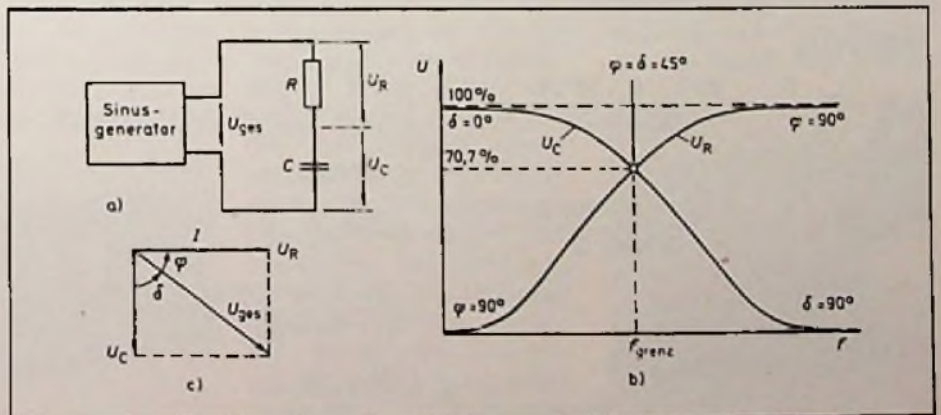
Welche Phasenverschiebungen erhält man im obigen Beispiel?

Lösung

$$\cos \varphi = \sin \delta = \frac{R}{Z} = \frac{120000 \Omega}{138000 \Omega} = 0,87$$

$$\varphi = 29,45^\circ \quad \delta = 60,54^\circ$$

Bild 4. RC-Glied an einer Sinusspannung; a) Schaltung; b) Spannungsverlauf an Kondensator und Widerstand in Abhängigkeit von der Frequenz; c) Spannungszeigerdiagramm



Aufgaben

Ein RC-Glied mit $R = 47 \text{ k}\Omega$ und $C = 2,2 \text{ nF}$ wird mit einer Spannung von 20 V gespeist, deren Frequenz auf folgende Werte eingestellt wird:

1. 200 Hz ,
2. 1540 Hz und
3. 5 kHz .

Berechnen Sie die Zeitkonstante, die Grenzfrequenz und für jede der Frequenzen die beiden Ausgangsspannungen U_R und U_C , sowie die Phasenwinkel φ und δ .

Lösungen zu den Aufgaben „RC-Glieder und Zeitkonstanten“

Die Zeitkonstante ist hier:

$$\tau = R \cdot C = 47 \cdot 10^3 \Omega \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} \text{ F} = 103,4 \cdot 10^{-6} \text{ s}$$

Die Grenzfrequenz erhält man wie folgt:

$$f_{\text{grenz}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau} = \frac{1}{6,28 \cdot 103,4 \cdot 10^{-6} \text{ s}} = 1540 \text{ Hz}$$

Für die einzelnen Frequenzen ergeben sich folgende Ausgangsspannungen und Phasenwinkel:

1. 200 Hz

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{6,28 \cdot 200 \text{ Hz} \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} \text{ F}} =$$

$$= 361 899 \Omega$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{(47 \cdot 10^3 \Omega)^2 + (361 899 \Omega)^2} = 365 201 \Omega$$

$$U_R = \frac{U_{\text{ges}} \cdot R}{Z} = \frac{20 \text{ V} \cdot 47 \cdot 10^3 \Omega}{365 201 \Omega} = 2,57 \text{ V}$$

$$U_C = \frac{U_{\text{ges}} \cdot X_C}{Z} = \frac{20 \text{ V} \cdot 361 899 \Omega}{365 201 \Omega} = 19,82 \text{ V}$$

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} = \frac{47 \cdot 10^3 \Omega}{365 210 \Omega} = 0,129, \quad \varphi = 82,61^\circ$$

$$\sin \delta = \cos \varphi = 0,129 \quad \delta = 7,39^\circ$$

2. 1540 Hz

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{6,28 \cdot 1540 \text{ Hz} \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} \text{ F}} = 46 999 \Omega (\approx 47 \text{ k}\Omega)$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{(47 \cdot 10^3 \Omega)^2 + (46 999 \Omega)^2} = 66 468 \Omega$$

$$U_R = \frac{U_{\text{ges}} \cdot R}{Z} = \frac{20 \text{ V} \cdot 47 \cdot 10^3 \Omega}{66 468 \Omega} = 14,14 \text{ V}$$

$$U_C = \frac{U_{\text{ges}} \cdot X_C}{Z} = \frac{20 \text{ V} \cdot 46 999 \Omega}{66 468 \Omega} = 14,14 \text{ V}$$

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} = \frac{47 \cdot 10^3 \Omega}{66 468 \Omega} = 0,707, \quad \varphi = 45^\circ$$

$$\sin \delta = \cos \varphi = 0,707 \quad \delta = 45^\circ$$

Diese Frequenz ist die Grenzfrequenz. Die Ergebnisse bestätigen, daß hier beide Teilspannungen 70,7% der Gesamtspannung und gegenüber dieser um je 45° phasenverschoben sind.

3. 5000 Hz

$$X_C = \frac{1}{\omega \cdot C} = \frac{1}{6,28 \cdot 5000 \text{ Hz} \cdot 2,2 \cdot 10^{-9} \text{ F}} = 14 476 \Omega$$

$$Z = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{(47 \cdot 10^3 \Omega)^2 + (14 476 \Omega)^2} = 49 178 \Omega$$

$$U_R = \frac{U_{\text{ges}} \cdot R}{Z} = \frac{20 \text{ V} \cdot 47 \cdot 10^3 \Omega}{49 178 \Omega} = 19,11 \text{ V}$$

$$U_C = \frac{U_{\text{ges}} \cdot X_C}{Z} =$$

$$= \frac{20 \text{ V} \cdot 14 476 \Omega}{49 178 \Omega} = 5,89 \text{ V}$$

$$\cos \varphi = \frac{R}{Z} = \frac{47 000 \Omega}{49 178 \Omega} = 0,9557, \quad \varphi = 17,12^\circ$$

$$\sin \delta = \cos \varphi = 0,9557 \quad \delta = 72,88^\circ$$

Hi-Fi-Tip

Naßabtastung

Viele Hi-Fi-Enthusiasten verlassen sich noch immer auf die Naßabtastung, wenn gleich sie in der letzten Zeit in Zweifel geraten ist. Die Zweifel sind berechtigt. Das hat die amerikanische Discwasher Company in einem Fachseminar belegt, von dem die schweizerische „Radio-TV-electronic“ (5/81) berichtet. Selbst bei Verwendung von entmineralisiertem Wasser ergeben genaue Messungen geringe Intermodulations- und harmonische Verzerrungen während des Naßab tastens. Nach dem Austrocknen nehmen beide Verzerrungsarten um 10 bis 20 dB zu. Erneutes Naßab tasten mindert die Verzerrungen, jedoch nicht auf den Originalpegel.

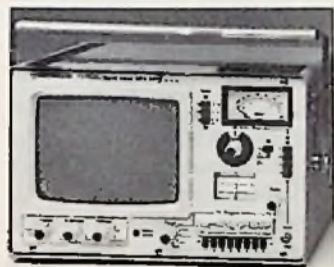
Eingehende Untersuchungen, so die schweizerische Zeitschrift, führen zu der Vermutung, daß das Wasser chemisch mit dem Polyvinylchlorid der Platte reagiert. Dadurch wird die Plattenoberfläche rau. Es bilden sich spröde Unebenheiten, die nicht mehr rückgängig zu machen sind. Als Nebenprodukt entsteht Essigsäure, die die Zerstörung beschleunigt.

Daß selbst winzigste Rauigkeiten, deren Größe nur ein Prozent der Wellenlänge ultravioletter Strahlung ausmacht, die Wiedergabequalität hörbar beeinträchtigen, zeigt ein Vergleich: Spielt ein guter Violonist einen 900-Hz-Ton, enthält er Obertöne bis zur 19. Harmonischen (17,1 kHz). Obwohl die 19. Harmonische von guten Ohren deutlich zu hören ist, kann die auf der Platte festgehaltene Schwingung selbst bei 2000facher Vergrößerung noch nicht ausgemacht werden. Der entsprechende Ausschlag beträgt nämlich nur 0,434 nm. Das ist etwa der 450. Teil der Wellenlänge ultravioletter Strahlung. Daß die Schwingung trotzdem wiedergegeben wird, zeigt nicht nur, was moderne Schallplatten leisten, sondern auch, wie wichtig es ist, sie zu schonen. web

Meßgeräte für den Service

Mehrnormen TV-Meßempfänger

Der Meßempfänger „MFK 43“ ist für die Messungen von Sendungen in CCIR- und in französischer Norm L zu verwenden. Damit ist das Gerät besonders geeignet für den Einsatz in Gebieten, in denen Sender beider Normen zu empfangen sind. Der Meßempfänger wird mit eingebautem Rundfunkteil geliefert. Mit dem Gerät kann der günstigste Antennenstandort in bezug auf Reflexion, Moiré und Eingangsspannung festgestellt werden. Der große Meßbereich des Meßempfängers er-



möglicht direkte Messungen an den Empfangsantennen bis zu Maximalpegeln am Verstärkerausgang. Durch die Umschaltung „Synchronimpuls oder Schwarzschulter“ (nicht bei Norm L für Frankreich), ist es möglich, die Aussteuerung von Verstärkern zu beurteilen (IMA). Die Abschirmung schließt Meßfehler durch Direkteinstrahlung im Sendernahbereich aus. Das Gerät kann mit Cadmium-Nickel-Zellen betrieben werden. Ein Ladegerät ist eingebaut. Zusätzlich kann eine externe 12-V-Stromversorgung angeschlossen werden. Technische Kurzdaten: Meßbereich 30 dBµV bis 130 dBµV; Pegelmessung: CCIR Synchronimpuls oder Schwarzschulter (Übersteuerungskontrolle), FR Schwarz-

schulter; Tuner: Electronic-Allbereich-Tuner für Standard- und Sonderkanäle; Anzeige der Empfangsfrequenz: Mechanische Frequenzanzeige, Programmspeicher mit AFC auf 8 TV-Kanäle einstellbar und manuelle Abstimmung der Frequenzbereiche; Empfangsbereiche: Bd I 47...107 MHz (K 2-4), Bd III 107...290 MHz (K 5-12, S 1-S 10, S 11-S 19), UHF 470...860 MHz (K 21-68); Fernseh-Norm CCIR: Ton-Bildträger ZF 33,4 MHz, 38,9 MHz, Ton FM 5,5 MHz; FR Norm L: Ton-Bildträger ZF 32,4 MHz, 38,9 MHz, Ton AM 6,5 MHz.

Kathrein-Werke KG,
Postfach 260,
8200 Rosenheim 2
Tel.: (08031) 18 41

Wobbelbarer Funktionsgenerator

Der Funktionsgenerator „TG 100“ von Thandar gibt im Frequenzbereich zwischen 1 Hz und 100 kHz Spannungen in Sinus-, Rechteck- und Dreieckform ab. Am 600-Ω-Ausgang stehen unbelastet Amplituden von 0,1 V bis 10 V an. Ein TTL-Ausgang (Fanout: 20) ist ebenfalls vorhanden. Das Sinussignal hat einen Klirrfaktor von 1%, das Dreiecksignal einen von 0,1%. Beim Rechteck beträgt die Anstiegs- und Abfallzeit 150 ns an 600 Ω/20 pF. Die Frequenz wird an einem fünfstelligen, dekadisch gestuften Schalter eingestellt. In den Bereichen dazwischen kann mit einem kalibrierten Feineinsteller die Frequenz stufenlos justiert werden. Über den Sweep-Eingang wird der Oszillator des Instruments im



Bereich von 0,01 Hz bis 100 kHz gewobbeln. Bis zu einem Verhältnis von 300:1 ist der Bereich innerhalb einer Toleranz von ± 5% linear. Bei eingeschränkter Genauigkeit kann ein Wobbelhub von 1000:1 erreicht werden. Dem 600-Ω-Ausgang ist ein Abschwächer mit den Positionen 0 dB und -40 dB sowie ein Feineinsteller nachgeschaltet. Der DC-Offset ist um ± 5 V variierbar (Preis: 445 DM).

Eldimax GmbH
Am Wildzaun 21-23
6082 Mörf.-Waldorf
Tel.: (06105) 7 69 88

Werkzeuge für die Werkstatt

Entlöten mit Vakuum-Pumpe

Ein Entlötkolben mit Vakuum-Pumpe bietet die schnellste und einwandfreieste Möglichkeit, Zinn von Lötstellen wieder zu entfernen. Leider sind solche Geräte für die meisten Fachhandwerker aber unerschwinglich, so daß der „Desolder“ wohl mehr in großen Zentralwerkstätten auf Interesse stoßen wird. Anders als bei üblichen Entlötmasschinen ist beim Desolder die Vakuum-Pumpe im Handgriff untergebracht. Schläuche zu externen Pumpen entfallen deshalb, wodurch das 300 g schwere Griffstück handlicher wird. Zum Aufheizen der Lötstelle kann zwischen den Löttemperaturen 250°C, 325°C und 400°C (± 10%) gewählt werden. Die Features Gleichstrombetrieb und Potentialausgleich sind für Arbeiten an MOS-Bauteilen wichtig. Der Zeitpunkt für eine Säuberung ist durch den durchsichtigen Zinnbehälter einfach zu erkennen. Einschließlich Stromversorgung, Werkzeugablage, Schwamm, 3 Entlötippen



und dem Reinigungswerkzeug kostet der Desolder rd. 1035 DM.

Hans Knürr KG,
Postfach 80 10 60,
8000 München 80,
Tel.: (089) 4 15 41

Miniatur Tisch-Kreissäge

Diese Kreissäge kann sich jede Werkstatt leisten. Wo immer Leiterplatten, Abstandsbolzen usw. auf das richtige Maß gebracht werden sollen, sorgt sie für saubere gerade Schnittkanten. Sicherheit ist durch einen Endschalter gegeben, der erst beim Niederdrücken der rechten Tischseite (siehe Bild) den Sägevorgang startet. Holz und Kunststoff können bis 2 mm Dicke (nur Holz bis 5 mm), NE-Weichmetall bis 0,5 mm Dicke gesägt werden (3 Sägeblätter). Durch eine Millimeterskala und einen Anschlag ist ein genauer gerader Schnitt sichergestellt. Das Sägemehl wird im Gehäuse aufgefangen. Die Säge benötigt zwischen 12 V und 20 V Gleichspannung und nimmt etwa 2 A Strom auf. Die Tourenzahl des Sägeblattes erreicht



maximal 16 000 U/min. Ein Regellauf für die Säge kostet etwa 80 DM, ein Trafo mit Festspannung (12 V, 2 A) etwa 50 DM. Einschließlich 2 Sägeblättern (grob für Holz bis 5 mm, fein für Kunststoffe bis 2 mm) kostet die Miniatur-Kreissäge selbst etwa 110 DM.

Minicraft GmbH,
Eipringhausen 65,
5632 Wermelskirchen 1,
Tel.: (0 21 96) 8 06 78

Löten ohne Steckdose

Durch seine Netzunabhängigkeit eignet sich der LötKolben „WC 100“ (Weller) auch für Arbeiten an Geräten, die unter Spannung stehen. Da keine Störspannungen oder Schaltimpulse auftreten können, sind Lötungen an MOS-Bauteilen ebenfalls kein Problem. Die NiCd-Zellen lassen sich über Nacht voll aufladen, worauf genügend Energie bereitsteht um mindestens 350 Lötstellen mit einer Heizleistung von 15



W auszuführen. Bereits nach 6 s soll die Löttemperatur von 370°C erreicht werden. Die „Standzeiten“ der 3 mitgelieferten Lötspitzen gibt der Hersteller mit rd. 10 000 Lötstellen an. Zur Standardausrüstung, die 104 DM kostet, gehören noch ein Ladegerät und eine Transporttasche.

The Cooper Group,
Postfach 140,
7122 Besigheim,
Tel.: (0 71 43) 38 66

Neue Bauelemente

Bombensichere“ Kabel

Um isolierte Kabel und Leitungen sauber zu bündeln und sie gegen Scheuern, Bruch und Stoß zu schützen, bietet die Comtronic GmbH isolierte Gewebeschnüre an. Die Typen „HTNS“, „TST“ und „TSX“ zeichnen sich durch sehr hohe Abriebfestigkeit aus, sind außerdem strahlungsbeständig und unbrennbar. Die Ausführungen „TST“ und „TSX“ können sogar bis + 1100°C belastet werden, was die überzogenen Leitungen und Kabel sehr temperaturbeständig macht (z. B. Sprühfunken beim Schweißen und Schleifen). Außerdem widerstehen die Gewebeschnüre Lösungsmitteln, Säuren, Laugen, Benzin und Öl.

Comtronic GmbH
Levelingstr. 8
8000 München 80
Tel. 0 89/43 20 75

Strahlstarke Infrarot-LED

Siemens bietet „Doppel-Dioden“ für den infraroten Strahlungsbereich an, um die Strahlstärke drastisch zu erhöhen: Die neuen IRED emittieren mit mindestens 30 mW/sr (mW/je Raumwinkel) bei 100 mA Durchlaßstrom und ermöglichen so Fernsteuerungen entweder mit erhöhter Reichweite oder mit weniger Einzel-Sendeelementen für das Übertragungsmedium Infrarotlicht. Die „LD 272“ strahlt radial, die „LD 273“ axial zu den parallelen Anschlüssen. Beide Ausführungen (Preis etwa 2 DM) sind im 6-mm-Kunststoffgehäuse untergebracht und arbeiten mit Chips aus Galliumarsenid, die seriengeschaltet sind. Der Öffnungswinkel der Strahlung beträgt 25 Grad (Halbwinkel). Bei maxi-

maler Strahlung ergibt sich eine Wellenlänge von 950 nm. Für die Durchlaßspannung sind 2,8 V und für die Durchbruchspannung 30 V angegeben, jeweils auf 100 mA Durchlaßstrom bezogen. Wer eine besonders kostengünstige Lösung für Lichtschranken und Fernsteuerungen sucht, dem bietet Siemens mit der ebenfalls neuen „SFH 409“ im 3-mm-Gehäuse eine ausgesprochene „Low cost“-IRED an (Preis etwa 1,20 DM), deren Strahlstärke mit einem GaAs-Chip 7 mW/sr erreicht (bei 100 mA). Die Einheit „mW/sr“ (mW/Sterradian) ist bei Wellenlängen üblich, die nicht im sichtbaren Bereich des Lichts liegen.

Siemens AG
Postfach 103
8000 München 1

Hilfsmittel und Zubehör

Kabelmarkierer

Kabelmarkierer können auch im Service- oder Hobby-Bereich nützlich sein, wenn zum Beispiel zahlreiche abgelötete Drähte nach einem Eingriff wieder ohne lange zu rätseln, an die richtigen Lötflächen gelötet werden sollen. Die Firma Leymann stellt dafür ein umfangreiches Programm selbstklebender oder selbstklemmender Kabelmarkierer bereit. Die Typenreihe „Omni-Grip“ besteht aus aufschiebbaren



Klemmhüllen für Kabel mit 1,3 mm bis 13 mm Außendurchmesser. Die Hüllen sind mit Buchstaben oder verschiedenen elektrischen Symbolen (+, -, Erdungssymbol, Wechselspannungssymbol) bedruckt. Die Hüllen sind verdrehsicher, können untereinander kombiniert werden und lassen sich entfernen, ohne daß das Kabel gelöst werden muß. Darüber hinaus gibt es selbstklebende Drahtmarkierer, die entweder fertig bedruckt, oder zum selber Beschriften in verschiedenen Farben lieferbar sind.
Leymann VA 2,
Postfach 1340,
3012 Langenhagen 1,
Tel.: (05 11) 7 80 51

Pflege-Programm für Videorecorder

Durch Staub und Bandabrieb kommt es nach längerer Zeit zu Ablagerungen auf der Oberfläche der Videoköpfe. Diese Schmutzansammlungen können das Videoband von der Kopfoberfläche so weit wegdrücken, daß die Signalstärke bei Aufnahme und Wiedergabe gedämpft wird. Das bedeutet dumpfen Ton und unscharfe oder verschneite Bilder. In extremen Fällen soll sogar das Band verkratzt oder die Bandgeschwindigkeit verändert werden. Regelmäßige Wartung beugt allen diesen Mängeln vor. Die Firma Tona-cord bietet dafür ein umfangreiches Pflege-Programm für alle gängigen Videorecorder an: Reinigungsspray VCR-103 zum Auflösen fester Verunreinigungen an Videokopf oder Band (3 oz. 14,50 DM), Schaumstoff-Stäbchen VCR-512 (25 Stck. 11,50 DM), Super-Blast VCR-109 ist eine Preßluftdose zum Wegblasen losen Staubes (17,50 DM), kleiner Wartungssatz VCR-95 enthält Reinigungsspray, Schaumstoff-Stäbchen, antistatisches Tuch und Spezialschraubenzieher (50 DM), gro-

ßer Wartungssatz QM-50 enthält Spray, antistatisches Tuch, 25 Schaumstäbchen, fusselfreie Reinigungstücher, Preßluftdose und englischsprachige Anleitung (98 DM), Kopfmagnetisierer VCR-205 (85 DM), Kompakt-Bandlöscher VCR-211 soll mit einem kräftigen Magnetfeld bespielte Bänder wieder auf den Pegel neuer Bänder bringen (175 DM), beleuchteter Wartungsspiegel VCR-512 (20 DM). Alle genannten Preise sind unverbindliche Preisempfehlungen.

Tonacord,
Postfach 1444,
2330 Eckernförde,
Tel.: (0 43 51) 4 11 22

Offengelegte Patentschriften

Verfahren zur Verringerung von Störungen durch Track-sensingfrequenzen bei der Chroma-Wiedergabe. Patentanspruch: Verfahren zur Verringerung von Störungen durch in Videoaufzeichnungs- und Wiedergabegeräten verwendete Track-sensingfrequenzen bei der Chroma-Wiedergabe, dadurch gekennzeichnet, daß bei der Aufzeichnung die Phase der Track-sensingfrequenz nach einer bestimmten Anzahl von Zeilen umgepolt wird und die zum Umpolen benötigte Schaltspannung bestimmter Frequenz gegenüber der für die Chroma-Umschaltung vorhandenen Schaltspannung gleicher Frequenz um einen beliebigen Betrag phasenverschoben wird, bei der Wiedergabe die Track-sensingfrequenz der jeweils gelesenen Spur des Aufzeichnungsmediums gesperrt wird, die Phasen der Track-sensingfrequenzen umgepolt werden und die umgepolt Phasen der

Track-sensingfrequenzen und deren gegenphasige, um eine bestimmte Zeilenzahl verzögerte Track-sensingfrequenzphasen so addiert werden, daß der Wert Null entsteht.

DBP.-Anm. H 04 n, 5/76.
OS 2 917 637
Offengelegt am 6. 11. 1980
Anmelder: Grundig E. M. V. Elektro-Mechanische Versuchsanstalt Max Grundig, Fürth
Erfinder: Wolfgang König; Ulrich Grothaus

Schaltungsanordnung mit in einem großen Frequenzbereich abstimmbaren und an eine Transistorstufe gekoppelten HF-Schwingkreis für Fernsehgeräte. Patentanspruch: Schaltungsanordnung mit in einem Frequenzbereich, insbesondere zwischen 105 MHz bis 290 MHz, mittels Kapazitätsdioden ohne Umschaltung der Kreisspule abstimmbaren und an eine Transistorstufe gekoppelten HF-Schwingkreis für Fernsehgeräte, insbesondere für Kabeltuner, dadurch gekennzeichnet, daß der HF-Schwingkreis für den gesamten Frequenzbereich über ein und dieselbe Kapazitätsdiode an das Gate 1 eines Feldeffekt-Transistors oder eine entsprechende Ersatzschaltung der Transistorstufe angekoppelt ist.

DBP.-Anm. H 03 j, 3/18.
OS 2 918 636
Offengelegt am 13. 11. 1980
Anmelder: Standard Elektrik Lorenz AG, Stuttgart
Erfinder: Kurt Schurig

Stereophonischer Kopfhörer. Patentanspruch: Stereophonischer Kopfhörer mit Schallrohrverbindungen zur Milderung bzw. Ausschaltung der Im-Kopf-Lokalisationerscheinungen, nach P 2 741 004.4, dadurch gekennzeichnet, daß die Schallrohre bzw. Hilfsschallrohre in solcher Art unterteilt, innenwandbeschichtet und/oder mit Einlagen ver-

sehen sind, daß eine Unterdrückung des in den Schallrohren nichtlinear laufenden, von Innenwand zu Innenwand reflektierten Schalls bzw. eine starke Dämpfung von diesem gegenüber dem im wesentlichen linear laufenden Schall erfolgt.

DBP.-Anm. H 04 r, 5/00.
OS 2 901 540
Offengelegt am 24. 7. 1980
Anmelder, zugleich Erfinder: Günter Hehemann, Starnberg

Vertikalablenkschaltung. Patentanspruch: Vertikalablenkschaltung für Fernsehempfangsgeräte mit einem Zeilentransformator und einem Kondensator, dem die Vertikalablenkschaltung parallelgeschaltet sind, der mit je einer Sekundärwicklung des Zeilentransformators und mit je ei-

nem steuerbaren Schalter zwei Serienkreise bildet und der auf- und umgeladen wird, indem die beiden Schalter leitend geschaltet werden, dadurch gekennzeichnet, daß die steuerbaren Schalter als mit Licht steuerbare Schalter ausgebildet sind, denen Lumineszenzdioden zugeordnet sind und die Schalter nur von den Lumineszenzdioden leitend geschaltet werden, indem die Lumineszenzdioden in an sich bekannter Weise von den Ausgangsimpulsen einer Steuerstufe zur Lichtemission ange-regt werden.

DBP.-Anm. H 04 n, 3/16.
OS 2 925 174
Offengelegt am 8. 1. 1981
Anmelder: Blaupunkt-Werke GmbH, Hildesheim
Erfinder: wird später genannt werden

lumberg

Qualität die verbindet



Klinken- und Netzgerätesteckverbinder

Fordern Sie Informationen an
Karl Lumberg GmbH & Co
Gesellschaft für Elektro-Feinmechanik
D-5865 Schalksmühle Postfach 13 60 Telefon (0 23 55) 83-1

lumberg

Wir stellen aus: Berliner Funkausstellung, Halle 8, Stand 816

Neue Service-Unterlagen

Fernsehgeräte

ITT-Graetz: Manual FFS 132 für Ideal-Color-3302- und Fähnrich-Color-4302-Geräte. Manual FFS 131 für Ideal-Color-3122-, Stewardess-Color-4122- und Baroness-Color-4222-Geräte. Manual FFS 129 für Ideal-Color-3671-Oscar und Burggraf-Color-4671-Oscar. Manual FFS 128 für Ideal-Color-3121-S, Ideal-Color-3221-S, Stewardess-Color-4121-S und Baroness-Color-4221-S. Manual FFS 126 für Ideal-Color-3670-X und Burggraf-Color-4670-X.

Loewe-Opta: Ergänzung 5 zu „Farbe 21“ Chassis und Bedienteile für MC 11, MCL 11 und MCS 11.

Philips: 26 CS 1204/00Z/00T/00P/02Z/12P/12T/12Z und 22 CS 1200/00Z/00P/00T für Chassis K 30; 14 CT 3005/00S/02F/02W/02S/07S/10S/12S/57S/69S für Chassis KT 3; 26 CS 1204/01Z/10Z und 22 CS 1200/01Z/02Z/10Z für Chassis

K 30; 26 CS 1006/00P/00T/00Z/02Z/12P/12T/12Z und 22 CS 1001/00P/00T/00Z/02Z/07Z/12P/12T/12Z für Chassis K 30; 22 CS 1202/02Z für Chassis K 30.

Saba: FF 109 für T56Q50, FF 110 für T66Q30, FF 111 für T66Q52, FF 112 für T7608Q, FF 113 für T56Q30, FF 121 für T56Q52, FF 128 für T66Q55 (einschl. Bedienteile TC 320, TC 321 und TC 325). FF 115 für P42Q50, FF 116 für P7414Q, FF 117 für T51Q50, FF 118 für T7503Q, FF 119 für P37Q30, FF 120 für T51Q30, FF 125 für T8511Q und FF 127 für T56Q25.

Salora: VTV05-Ergänzungsteil für 1G-Empfänger mit Fernbedienung, VTV05-Service-Information und Einstellanweisung für 1G-Geräte.

Siemens: Mikroplanfilm Nr. 4/5 (Service-Anleitung) für S/W-Geräte FK412... und FT415... (Ident-Nr. 570222), Mikroplanfilm Nr. 6/10 (Service-Anleitung) für Chassis 100-20 und Bedienteile T8/T16, I16/IR16, IC39 und ID39 (Ident-Nr. 570221), Mikroplanfilm Nr. 7/1 (Zubehör Fernseh-Video; Ident-Nr. 570218).

Telefunken: Farbfernsehchassis 615 (Lagepläne) Druck-Nr. 319321411; Chassis 615 (Service-Anleitung) Druck-Nr. 319221411; Zusatzbaustein Secam G für Chassis 415, 615 und 714 A Druck-Nr. 319121355; Schaltungsergänzung zu den Chassis 415, 615 und 714 A Druck-Nr. 319521355.

Henkelware

ITT-Graetz: R 113 A berichtigt einige falsche Angaben in R 113 (HiFi 8045); K 107 für Junior 28 B; K 106 für Tiny 109 B; K 105 für Junior 109 B.

Lowe-Opta: Manual für Stereo-Radio-Recorder TR 3820 (Art.-Nr. 59258).

Philips: Cassetten-Recorder D 6210/00/05, D 6600/00, D 6710/00; Radio 90 AL 795/00/15/45/51, 90 AL 510/00/15/40/51; Uhrenradio 90 AS 096/00/15/40/50/51/65/90, TR 1321/00/03/04/05/06/08/13/16/19/22, 90 AS 396/00/15/40, 90 AS 090/50/61/65/80/90/95.

Telefunken: Schalt- und Lageplan für Bajazzo CR 850/851 Druck-Nr. 319407095.

Hi-Fi-Geräte

Dual: Plattenspieler CS 728Q, CS 741Q; Cassettenrecorder C 828; Receiver CR 1730 und CR 1710; Verstärker CV 1450; Tuner CT 1450, CT 1150, CT 1250.

ITT-Graetz: TB 104 und TB 104 A für Cassettenrecorder 8020 B, R 115 für Tuner 8061, R 118 für Tuner-Cassette-Verstärker-Kombination 8051, R 106 A für Receiver 8031, R 112 A für Kompaktanlage HC 9071 B und HC 7071 B.

Philips: N 7300/00/15 für Spulentonbandgerät.

Saba: HiFi 173 für Verstärker MI 210, HiFi 181 für Tuner MT 200, HiFi 184 für Plattenspieler CSP 300.

Telefunken: Serviceanleitung für Studio Center 5004 Druck-Nr. 319406915, Magnetophon STC1 und CC 20 Order-Nr. 319441485, HiFi Studio 1 (Interfunk Compact 9000) Druck-Nr. 319407035

Video

Siemens: Mikroplanfilm 5/2 (Service-Anleitung) für Videorecorder FM 2047 (Ident-Nr. 570223).

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift
für die gesamte
Unterhaltungstechnik

Gegründet von Curt Rint
Offizielles Mitteilungsblatt
der Bundesfachgruppe
Radio- und Fernsehtechnik
Erscheinungsweise: Monatlich

Verlag und Herausgeber

Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH
Im Weiher 10, Postf. 10 28 69
6900 Heidelberg 1
Telefon (0 62 21) 4 89-1
Telex 04-61 727 hueh d

Geschäftsführer:
Heinrich Gellers (Marketing)
Heinz Melcher (Zeitschriften)

Verlagskonten:
PSchK Karlsruhe 485 45-753
Deutsche Bank Heidelberg
0 265 041, BLZ 672 700 03

Redaktion

Redaktionsanschrift:
FT-Redaktion
Landsberger Straße 439
8000 München 60
Telefon (0 89) 83 80 36
Telex 05-21 54 98 hueh d

Außenredaktion:

Ing. Lothar Starke
Lindensteige 61
7992 Tettngang
Telefon: (0 75 42) 88 79

Chefredakteur:

Ing. Lothar Starke
Ressort-Redakteure:
Curt Rint
Ing. (grad.) Stephan Schall
Ständiger freier Mitarbeiter:
Reinhard Frank, Embühren (Hi-Fi)

Für unverlangt eingesandte Manuskripte wird keine Gewähr übernommen. Nachdruck ist nur mit Genehmigung der Redaktion gestattet.

Vertrieb

Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH
Im Weiher 10, Postf. 10 28 69
6900 Heidelberg 1
Telefon (0 62 21) 4 89-280
Telex 04-61 727 hueh d

Vertriebsleiter:

Peter Bomscheuer

Bezugspreis:

Jahresabonnement: Inland DM 90,- einschließlich MWST, zuzüglich Versandkosten; Ausland: DM 90,- zuzüglich Versandkosten. Einzelheft: DM 8,- einschließlich MWST, zuzüglich Versandkosten.

Die Abonnementgelder werden jährlich im voraus in Rechnung gestellt, wobei bei Teilnahme am Lastschriftabbuchungsverfahren über die Postscheckämter und Bankinstitute eine vierteljährliche Abbuchung möglich ist.

Bestellung:

Beim Verlag oder beim Buchhandel. Das Abonnement läuft auf Widerruf, sofern die Lieferung nicht ausdrücklich für einen bestimmten Zeitraum bestellt war.

Kündigungen sind jeweils 2 Monate vor Ende des Bezugsjahres möglich und dem Verlag schriftlich mitzuteilen.

Bei Nichterscheinen aus technischen Gründen oder höherer Gewalt besteht kein Anspruch auf Ersatz vorausbezahlter Bezugsgebühren.

Anzeigen

Dr. Alfred Hüthig Verlag GmbH
Im Weiher 10, Postf. 10 28 69
6900 Heidelberg 1
Telefon (0 62 21) 4 89-203
Telex 04-61 727 hueh d

Anzeigenleiter:

Walter A. Holzappel

Gültige

Anzeigenpreislise
Nr. 13 vom 1. 1. 1981

Druck

Schwetzingen Verlagsdruckerei
GmbH

Hüthig

Theorie und Praxis der Lichttechnik

Hans-Jürgen Hentschel

Licht und Beleuchtung



Prof. Dr.-Ing. Hans-Jürgen Hentschel

**Dr. Alfred Hüthig
Verlag GmbH
Postfach 102869
6900 Heidelberg 1**

2., vollk. überarb. Auflage 1981, ca. 300 S., ca. 175 Abb., geb.,
in Vorbereitung
ISBN 3-7785-0734-6

Die Lichttechnik hat sich durch neue Lichtquellen sowie neue Erkenntnisse und Verfahren der Lichtenwendung weiterentwickelt. Fördernd waren vor allem die zunehmenden Ansprüche an die verschiedenen Arten der Beleuchtung und, durch die Energieprobleme bedingt, an die Wirtschaftlichkeit. Sehr ausführlich werden dem Leser die Zusammenhänge zwischen den physikalischen, physiologischen und psychologischen Grundlagen des Lichtes dargestellt. Damit ist dieses Buch nicht nur ein Lehrbuch, sondern vornehmlich auch ein Nachschlagewerk für den praktischen Lichtingenieur, der sich über die Theorie und Praxis, über die Normen und Vorschriften der Lichttechnik und ihre Randgebiete unterrichten muß.

AE-138

Z L 15933

1255 Woltersdorf
125 Goethestr. 11

Mikro, G.

98329



VIDEO GRAFIE

Fachmagazin
für angewandte
Audiovision



VIDEO GRAFIE

Fachmagazin
für angewandte
Audiovision



VIDEO GRAFIE

Fachmagazin
für angewandte
Audiovision



VIDEO GRAFIE

Fachmagazin
für angewandte
Audiovision

VIDEO GRAFIE

Fachmagazin
für angewandte
Audiovision



VIDEOGRAFIE ist das neue Fachmagazin für den AV-Praktiker in Industrie, Wirtschaft und Bildung. Sachlich, kritisch und anwendungsbezogen informiert es über das gesamte AV-Geschehen. Eine Fülle aktueller Fachbeiträge, Reportagen, Systemanalysen und Fallstudien machen VIDEOGRAFIE zu

einer unentbehrlichen Informationsquelle für den AV-Profii.

Fordern Sie noch heute kostenlos Probehefte und weiteres Informationsmaterial an.

VIDEO GRAFIE

Fachmagazin
für angewandte
Audiovision

Richard Pflaum Verlag KG
Lazarettstraße 4
8000 München 19
Telefon 089/18 60 51
Telex 52 16 075