

Postvertriebsstück
Hüthig und Pflaum Verlag, 69 Heidelberg 1, Postf. 102869

Gebühr bezahlt

B3109DX

12

2. Juni-Ausgabe 1978
33. Jahrgang
ISSN 0016-2825

FUNK

TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik



1255 Woltersdorf
125 Goethestr. 11

Z L 15933

1.8.

Der HiFi-Lautsprecher

vom Spezialisten

Die Manipulation mit technischen Daten

„ Nirgendwo sonst in der High-Fidelity haben technische Daten so wenig Aussagekraft wie im Falle des HiFi-Lautsprechers.

Ja – sie sind nahezu ohne Wert.

Und doch gibt es unzählige HiFi-Fans, die nicht ihren eigenen Ohren trauen, sondern ausschließlich den Prospektblättern von Lautsprechern.

Die Folge: sie erwerben Frequenzen, Watt und Wege.

Technische Daten sind nur dann von Wert,
– wenn man die Meßmethode kennt,
– wenn sie vergleichbar sind,
– wenn sie ehrlich sind,
– wenn sie Schlüsse auf zu erwartende Klangqualität zulassen.

Die Leute wollen aber immer mehr Watt, ohne zu wissen, daß Watt wenig mit Lautstärke zu tun hat.

Sie wollen mehr Frequenzen haben, ohne zu wissen, daß tiefe Bässe weder im Regal noch in kleinen Räumen möglich sind.

Sie wollen Wege, ohne zu wissen, welche Vorteile welchen Nachteilen gegenüberstehen.

Eines ist sicher: Je größer der Lautsprecher und der eingebaute Tieftöner, desto tiefer der Baß, den er produzieren kann. Aber nicht einmal der tiefere Baß muß auch der bessere Baß sein.

Sie sollten Lautsprecher nicht an Frequenzen, Watt und Wegen messen, sondern an ihrer Fähigkeit, Ihre Lieblingsmusik so zu reproduzieren, daß es eine reine Freude ist.

Übrigens: es soll auch Leute geben, die sich täglich beweisen müssen, wie gut Ihre Lautsprecher sind – mit Meßplatten und Rauschtests. Arme High-Fidelity. ”

In der nächsten Summit-Information erfahren Sie etwas über „Manipulationen durch Testberichte“.

High-Fidelity – klarer sehen – besser verstehen – optimal hören. Durch SUMMIT.

SUMMIT-Gesamtkatalog (Schutzgeb. DM 3,-)
HiFi-Broschüre „Das Letzte über HiFi“ (Schutzgeb. DM 5,-)
Bitte anfordern!

**SUMMIT
heißt Spitze
SUMMIT
das ist Musik**

Summit

Werkstatteil: Werkstatt und Service

Ausbildung und Weiterbildung

Grundwissen für Praktiker – Bauelemente
der Elektronik,

Teil 22: Si-Kapazitätsdioden (II) W & S 211

Hobby-Werkstatt

Anregung zum Nachbau:

Elektronische Zündanlage mit

Darlington-Transistor W & S 214

Schaltungen für Hobby-Elektroniker:

Preiswerte PLL-Schaltung mit

Integriertem Schaltkreis, Teil 2 W & S 217

Werkstatt-Bedarf

Kurzberichte über neue Hilfsmittel W & S 217

Kurzberichte über neue Meßgeräte W & S 220

Ausbildung und Weiterbildung

Terminkalender für Kurse und Lehrgänge W & S 219

Warenkunde

Begriffe der Phontechnik W & S 220

Laborteil: Forschung und Entwicklung

Grundlagen

Grundsaltungen. Praxisgerechte

Berechnung von Schwingkreisen, Teil 2:

Parallelschwingkreis und

Reihenschwingkreis F & E 107

Bauelemente der Elektronik

Meldungen über neue Bauelemente F & E 112

Kurzberichte über neue Bauelemente F & E 112

Technologie

Drähte für Supraleitung F & E 113

Leiterplatten-Montage:

Automatische Bestückung nicht aufzuhalten F & E 116

Forschung und Lehre

Fachhochschulen: Musik-Elektronik

in der Ingenieurausbildung F & E 114

Präzisions-Meßtechnik:

Stiefkind der Entwicklung? F & E 115

Professionelle Technik

Erdfunkstelle Raisting: Moderner

Farbnormwandler auch für Privatkunden F & E 115

Fachveranstaltungen

Terminkalender für Fachveranstaltungen F & E 115

Titelbild

„Raumwiege“ heißt dieses Kunstwerk von Bernhard Leitner, das er mit Unterstützung der Sony GmbH kürzlich ausstellte. Ein Cello-Ton wird so über vier Lautsprecher wiedergegeben, daß sich die Person in einer „räumlich-zeitlichen Wiege“ zu befinden glaubt.
(Bild: Sony)

Tel. München
089/
18 60 51

Die Anzeigenabteilung informiert:

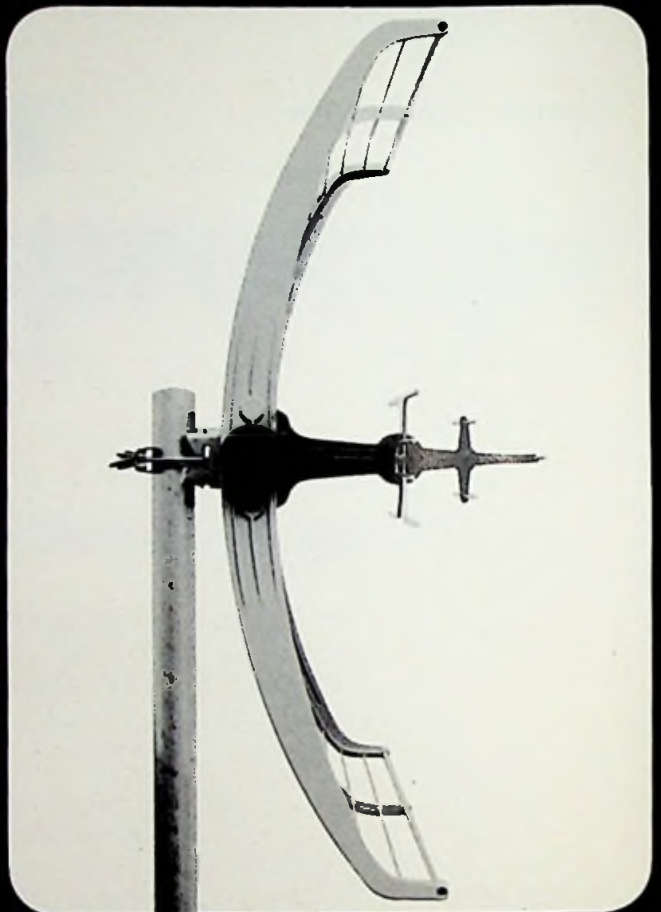
Nach 3½jähriger Abwesenheit kehrten wir von der Landshuter Allee in unser Stammhaus in die Lazarettstraße 4 zurück.

Ab sofort erreichen Sie uns deshalb wieder unter unserer früheren Telefon-Nummer (089) 18 60 51 (die FS-Nummer 5 216 075 und die Postanschrift Postfach 20 19 20, 8000 München 2, bleiben bestehen).

Gern nehmen wir auch hier Ihre Anzeigenaufträge entgegen. Und Ihr Besuch ist uns noch willkommener, denn es gibt kaum noch Parkprobleme.

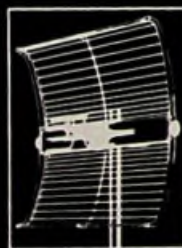
FUNK-TECHNIK
Anzeigenabteilung
Postfach 201920, 8000 München 2

kurz & gut



clou45 ist Spitze!

UHF-Fernsehantenne mit vielen besonderen Vorzügen



kurz, stabil, schwingungsfrei, kompakt und handlich — komplett vormontiert. Leistungsstark — sehr guter Gewinnverlauf bis 14,5 dB. Breitbandig — Kanäle 21-60. Zur zusätzlichen Leistungssteigerung mit »Aktivkapsel AKV 145« vorbereiteter Spezial-Anschlußkasten.

Die physikalischen Bedingungen für Antennen sind nicht zu ändern — aber die Art und Weise wie fuba sie erfüllt und nutzt, entscheidet über Qualität und Leistung!



Hans Kolbe & Co
Nachrichtenubertragungstechnik
3202 Bad Salzdetfurth · Postfach 49

Grundwissen für den Praktiker

Bauelemente der Elektronik

Teil 22: Si-Kapazitätsdioden (II)

Elektronische Bauelemente zeigen bei genauerer Betrachtung eine Fülle von Eigenschaften, über deren Auswirkungen im einzelnen viel zu wenig berichtet wird. Der Praktiker muß sie jedoch beim Aufbau einer Schaltung berücksichtigen, wenn er unerwünschte Effekte vermeiden will. In dieser Grundlagen-Serie behandelt Professor Otmar Kilgenstein von der Fachhochschule Nürnberg Feinheiten bei elektronischen Bauelementen, auf die es in der Praxis ankommt. Die Serie ist für junge Techniker gedacht, aber sie bietet manches, was selbst alten Werkstatt-Hasen nicht immer geläufig ist.

Während der Reihenkapazität nur in Oszillatorkreisen einen solchen Wert hat, daß er die Abstimmkapazität der Diode beeinflußt, ist eine Parallelkapazität C_p immer vorhanden. Diese setzt sich aus den unvermeidlichen Kapazitäten der Schaltung sowie der Spule zusammen; oft wird auch zum genauen Abgleich der Resonanzfrequenz und zur Eliminierung der unterschiedlichen Streukapazitäten noch ein kleiner Trimmerkondensator dazugeschaltet. Auch diese Parallelkapazität kann als verlustfrei angenommen werden. Es soll also jetzt zunächst C_R als vernachlässigbar groß betrachtet werden. Die Abstimmkapazität wird hier vergrößert zu:

$$C'_s = C_s \cdot \left(1 + \frac{C_p}{C_s}\right) \quad (1)$$

Die Güte wird ebenfalls – wie bei der Reihenkapazität – erhöht zu:

$$Q' = Q \left(1 + \frac{C_p}{C_s}\right) \quad (2)$$

Das ausnutzbare Kapazitätsverhältnis wird auch hier kleiner:

$$\frac{C'_{s \max}}{C'_{s \min}} = \frac{C_{s \max}}{C_{s \min}} \cdot \frac{1 + \frac{C_p}{C_{s \max}}}{1 + \frac{C_p}{C_{s \min}}} \quad (3)$$

Da schon eine kleine Parallelkapazität das Kapazitätsverhältnis merkbar verringert, muß auf besonders kleine Verdrahtungs- und Spulenkapazitäten geachtet werden. Werden Reihenkapazitäten C_R und Parallelkapazitäten C_p berücksichtigt, so ergibt sich das maximale Frequenzverhältnis zu (4):

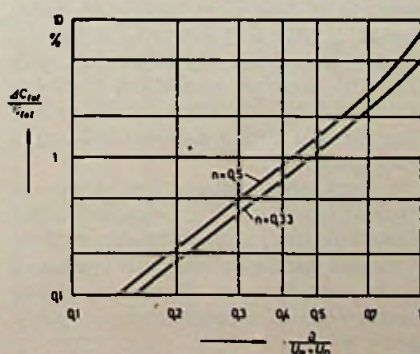
$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{1 + \frac{C_{s \max}}{C_p \left(1 + \frac{C_{s \max}}{C_R}\right)}}{1 + \frac{C_{s \min}}{C_p \left(\frac{C_{s \max}}{C_{s \min}} + \frac{C_{s \max}}{C_R}\right)}}$$

Ist der Reihenkapazität C_R groß genug, so kann Gl. 4 vereinfacht werden.

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{1 + \frac{C_{s \max}}{C_p}}{1 + \frac{C_{s \min}}{C_p}}} \quad (5)$$

Da meistens die Werte für $C_{s \max}$ und $C_{s \min}$ aus den Daten der gewählten Kapazitätsdiode sowie der Frequenzbereich

Bild 1. Relative Erhöhung der Kapazität C_s in Prozent als Funktion der Wechselspannungsaussteuerung (ITT)



f_{\max}/f_{\min} aus der Aufgabenstellung vorgegeben sind, ist es zweckmäßig, Gl. 5 nach der maximal zulässigen Parallelkapazität C_p aufzulösen.

$$C_p \leq \frac{C_{s \max} - \left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^2 \cdot C_{s \min}}{\left(\frac{f_{\max}}{f_{\min}}\right)^2 - 1} \quad (6)$$

Beispiel: Wie groß darf die Parallelkapazität maximal werden, wenn ein System der Dreifachdiode BB113 für den Eingangskreis im Mittelwellenbereich ($f = 0,5 \dots 1,5$ MHz) Verwendung finden soll? Maximale Kapazität $C_{s \max} = 230$ pF bei $U_R = 1$ V It. Daten. Minimale Kapazität $C_{s \min} = 13$ pF bei $U_R = 30$ V.

Mit Gl. 6 ergibt sich:

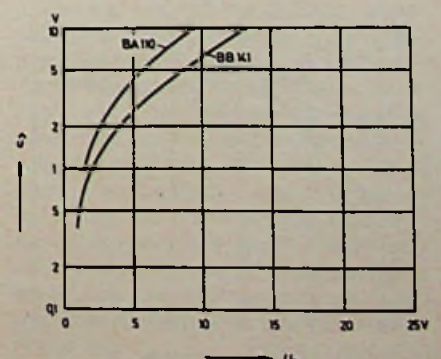
$$C_p \leq \frac{230 \text{ pF} - \left(\frac{1,5 \text{ MHz}}{0,5 \text{ MHz}}\right)^2 \cdot 13 \text{ pF}}{\left(\frac{1,5 \text{ MHz}}{0,5 \text{ MHz}}\right)^2 - 1}$$

$$C_p \leq \frac{230 \text{ pF} - 117 \text{ pF}}{8} \leq 14,1 \text{ pF}$$

Diese Kapazität ist nicht allzu groß und dürfte schon fast durch die Spulenkapazität erreicht werden. Besser ist es, zwei Systeme dieser Diode parallel zu schalten; dann ergibt sich eine zulässige Parallelkapazität von 28 pF. Das andere System kann noch für den Oszillatorkreis verwendet werden.

Da die Diode außer durch die Gleichspannung U_R auch mit einer Wechselspannung durchgesteuert wird, ergibt

Bild 2. Zulässige Wechselspannung (Spitzenwert) für 2% Frequenzverwerfung in Abhängigkeit von der Abstimmspannung (ITT)



sich infolge der nichtlinearen Kennlinie eine Spannungsverzerrung und damit eine Kapazitätsverschiebung. In Bild 1 ist die relative Kapazitätserhöhung als Funktion der Wechselspannungsaussteuerung gezeigt. Eine etwas andere Darstellung zeigt Bild 2. Da die Frequenzverwerfung (Änderung der Abstimmfrequenz) nur klein sein darf, wird hier die zulässige Wechselspannung als Funktion der Sperrspannung für zwei verschiedene Dioden gezeigt. Aus der Formel für die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises kann für kleine Änderungen aus einer Reihenentwicklung die Beziehung abgeleitet werden:

$$\frac{\Delta f_0}{f_0} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C_s}{C_s} \quad (7)$$

Beispiel: Aus Bild 2 wird für 2% Frequenzverwerfung bei der Diode BA 110 ($n = 0,33$) und $U_R = 5$ V eine zulässige Wechselspannung als Funktion der Sperrspannung von 4,5 V abgelesen. Nach Bild 1 ergibt sich bei $U/(U_R + U_D) = 4,5 \text{ V}/5,7 \text{ V} = 0,8$ eine relative Kapazitätsänderung von 4,4%. Das ergibt dann eine Frequenzänderung von rd. $4,4\%/2 = 2,2\%$, also dasselbe wie nach Bild 2. Bei 2 Kapazitätsdioden nach Bild 17 in Teil 21 heben sich die gegenteiligen Spannungs- oder Kapazitätsverschiebungen auf.

Ein weiterer wichtiger Störeffekt ist die Kreuzmodulation. Hierunter versteht man die Übernahme der Modulation von einem fremden, modulierten Träger, der gleichzeitig mit dem Nutzsignal im Schwingkreis vorhanden ist. Wenn z. B. ein bis zu 100% modulierter Störträger auf dem zu empfangenden Nutzträger eine Modulation von 1% hervorruft, dann ist der Kreuzmodulationsgrad 1%. Dieser Wert wird im allgemeinen noch als tragbar angesehen. In Bild 3 ist die zulässige Störträgerspannung für 1% Kreuzmodulation für verschiedene Tunerdiode aufgetragen. Bei Transistoren ist die zulässige Störträgerspannung viel geringer.

Bild 3. Zulässige Störspannung (Spitzenwert) für 1% Kreuzmodulationsgrad für die Dioden BA 110/BB 141 in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_R (ITT)

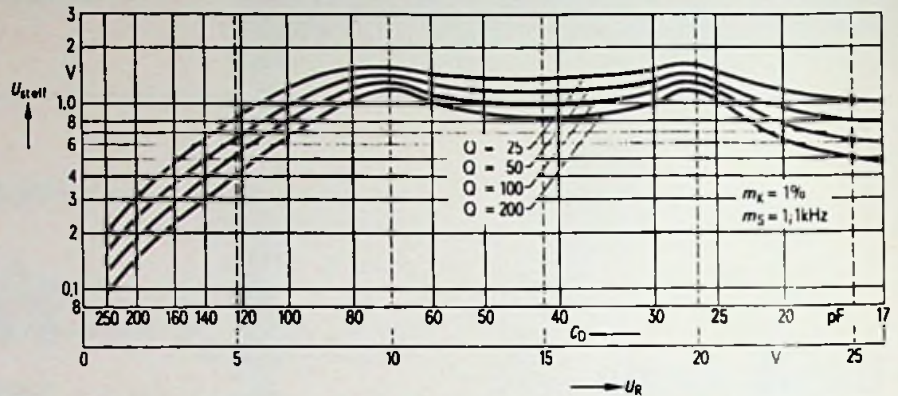
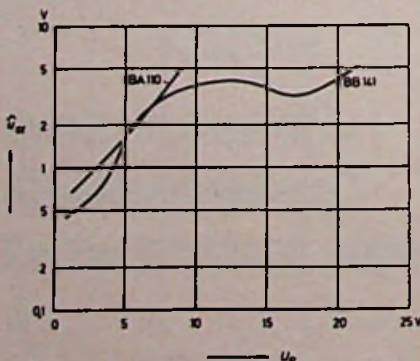


Bild 4. Zulässige Störspannung (Effektivwert) für 1% Kreuzmodulationsgrad für die Dreifachdiode BB 113 in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_R (Siemens)

Die durch die Kapazitätsdioden verursachte Kreuzmodulation ist also meistens zu vernachlässigen. Eine ähnliche Darstellung wie nach Bild 3 für Tunerdiode ist in Bild 4 für die Dreifachdiode BB 113 aufgetragen. Allerdings ist hier die Störspannung in Effektivwerten angegeben.

Eine weitere Störung ist die niederfrequente Verzerrung des modulierten Signals in AM-modulierten Übertragungssystemen. Sollen die durch die Nichtlinearität der Kapazitätsdioden hervorgerufenen niederfrequenten Verzerrungen ein bestimmtes Maß nicht überschreiten, so darf die an der Diode anliegende, modulierte HF-Spannung nicht zu groß werden. In Bild 5 sind gemessene Kurven für die maximal zulässige HF-Spannung U_{Hss} (Spitze-Spitze) in Abhängigkeit von der Abstimmspannung aufgetragen.

Ein Vergleich zwischen Bild 4 und Bild 5 ist nicht möglich, da die Störspannung einmal in Effektivwerten, das andere Mal in Spitze-Spitze-Werten aufgetragen ist. Die Spitze-Spitze-Spannung U_{Hss} einer AM-modulierten Spannung berechnet sich aus dem Effektivwert U_{eff} zu:

$$U_{Hss} = 2 \cdot U_{eff} \cdot \sqrt{2} \cdot \frac{1+m}{\sqrt{1+m^2}} \quad (8)$$

Für $m = 1$ ist $U_{Hss} = 4,63 \cdot U_{eff}$, für $m = 0,8$ (meistgebräuchlicher Bezugspunkt) $U_{Hss} = 4,42 \cdot U_{eff}$. Eine zulässige effektive Störspannung von z. B. 1,5 V nach Bild 4 entspräche etwa einer zulässigen Spannung U_{Hss} nach Bild 5 von rd. 7 V. Das bedeutet aber einen Klirrfaktor von etwa 3%. Die maximal zulässigen Wechselspannungen an der Kapazitätsdiode sind also für alle noch tragbaren Störungen etwa gleich groß.

Um einen störungsfreien Betrieb der mit Kapazitätsdioden abgestimmten Schwingkreise zu gewährleisten, muß die Konstanz der Diodenkapazität und damit auch diejenige der Abstimmspannung bestimmten Mindestforderungen genügen.

Hierzu gehört einmal die Abstimmspannung U_R selbst sowie die schon besprochene Temperaturabhängigkeit der Diffusionsspannung U_D . Aber auch der stark temperaturabhängige Sperrstrom kann eine Rolle spielen, wenn der Vorwiderstand R_v hochohmig gewählt wurde (was er aus Gründen der möglichst geringen Kreisdämpfung sein sollte). Ist der Spannungsabfall des Sperrstroms am Vorwiderstand R_v nicht vernachlässigbar klein, dann kann eine Änderung des Sperrstromes – Verdopplung bei einer Temperaturerhöhung um 10 °C – schon zu einer merklichen Änderung der Sperrspannung an der Diode führen, was sich wieder in einer entsprechenden Änderung der Resonanzfrequenz auswirkt. Man kann nun alle diese Einflüsse auf die Konstanz der Resonanzfrequenz zusammenfassen und bekommt dann:

$$\frac{df_0}{f_0} = \frac{n}{2 \cdot (U_R + U_D)} \left[d U_D - R_v \cdot I_R \left(\frac{d R_v}{R_v} + \frac{d I_R}{I_R} \right) + d U_R \right] \quad (9)$$

Dieser Ausdruck soll nun näher untersucht werden.

Beispiel: Wie groß ist die maximale relative Änderung der Resonanzfrequenz bei einer Temperaturänderung von 10 °C und einer Netzspannungsänderung von $\pm 10\%$ für die Kapazitätsdiode BB 141 bei $U_R = 5$ V ($n = 0,5$)?

Als erstes soll die Konstanz der Abstimmspannung U_R untersucht werden. Im allgemeinen wird für die Stabilisierung dieser Spannung eine temperaturkompensierte Z-Diode ZTK 33 (= TAA 550) verwendet. Es soll nun der günstige Fall der Speisung dieser Z-Diode von der gleichgerichteten Netzspannung von rd. 220 V angenommen werden. Daten dieser Z-Diode: $U_z = 33$ V (30...36 V); $\alpha_{Uz} = (-10...+5) \cdot 10^{-5}/K$; $R_{thU} = 800$ K/W $r_{zj} < 40 \Omega$ (20 Ω) bei $I_z = 3$ mA $I_{z \max} = 4$ mA; $I_{z \min} \sim 1$ mA. Der thermische differenzielle

Widerstand r_{zth} berechnet sich mit Gl. 1 in Teil 18 zu:

$$r_{zth} = U_z^2 \cdot \alpha U_z \cdot R_{th|U} = (33 \text{ V})^2 (-10 \dots +5) \cdot 10^{-5} / \text{K} \cdot 800 \text{ K/W} r_{zth} = (-86 \dots +43) \Omega$$

$$r_z = r_{zj} + r_{zth} = (20 \dots 40) \Omega + (-86 \dots +43) \Omega = (-66 \dots +63) \Omega$$

$$r_z \approx \pm 75 \Omega$$

Da die Belastung der Abstimmspannung durch die einzelnen Kapazitätsdioden mit deren geringem Sperrstrom (rd. 50 nA) vernachlässigt werden kann, soll die Summe aller Einstellwiderstände einen mittleren, nahezu konstanten Laststrom für die Z-Diode von 1...2 mA aufnehmen. Dies bedeutet bei zwei Abstimmioden einen Gesamtwiderstand von $33 \text{ V} / 2 \text{ mA} = 16,5 \text{ k}\Omega$ oder jeweils ein Potentiometer von $25 \text{ k}\Omega$ und einen Vorwiderstand dazu (zur Einengung des Abstimmbereiches auf etwa max. 30 V) von rd. $2,7 \text{ k}\Omega$. Dies läßt sich also leicht erfüllen. Damit fließt ein mittlerer Laststrom von:

$$I_L = 33 \text{ V} : (27,7 \text{ k}\Omega / 2) = 2,4 \text{ mA}$$

Die gleichgerichtete Spannung soll $220 \text{ V} \pm 10\%$ = (198...242) V sein. Mit den Gl. 4 und 5 in Teil 18 kann dann der Vorwiderstand berechnet werden

$$R_{vz} \cong \frac{198 \text{ V} - 36 \text{ V}}{3,4 \text{ mA}} \cong 48 \text{ k}\Omega$$

und

$$R_{vz} \cong \frac{242 \text{ V} - 30 \text{ V}}{6,4 \text{ mA}} \cong 33 \text{ k}\Omega$$

Gewählt wird $R_{vz} = 43 \text{ k}\Omega \pm 5\%$.

Die Stabilisierung S wird dann nach Gl. 6 in Teil 18:

$$S = \frac{43 \text{ k}\Omega \cdot 33 \text{ V}}{\pm 75 \Omega \cdot 220 \text{ V}} = \pm 86$$

Eine Eingangsspannungsänderung von $\pm 10\%$ wird also auf $\pm 0,12\%$ oder $\pm 1,2 \cdot 10^{-3}$ vermindert. Das bedeutet aber eine Änderung der Abstimmspannung

$$dU_R = 33 \text{ V} \cdot (\pm 1,2 \cdot 10^{-3}) = \pm 40 \text{ mV}$$

Ist diese Änderung zu groß, so kann entweder mit einer doppelten Stabilisierung (z. B. Vorstabilisierung mit Z-Diode ZX 100 und Nachstabilisieren mit ZTK 33) oder auch durch Anwendung eines integrierten Reglers – z. B. Typ TDB 0723 – eine Verbesserung um den Faktor 10...20 erreicht werden, was dann sicher ausreicht. Die Spannung U_0 mit -2 mV/K wird bei einer Temperaturänderung von 10°C gleich -20 mV . Die Änderung dI_R/I_R ergibt bei 10°C Temperaturänderung gerade den Faktor 2 (Verdopplung des Sperrstromes). Die Änderung dR_v/R ergibt bei Kohleschichtwiderständen einen Wert von etwa 2% (Lagerung 5000 Stunden und Feuchtigkeitseinwirkung); die Änderung infolge des Temperaturkoeffizienten von $-300 \cdot 10^{-6}/\text{K} = -0,3 \cdot 10^{-3}/\text{K}$ ergibt bei einer Temperaturänderung von nur 10°C nur $-3 \cdot 10^{-3}$. Gegenüber dem Faktor der Sperrstromänderung von 2 sind also die Einflüsse der Widerstandsänderung von weniger als 3% zu vernachlässigen. Soll also die Änderung der Sperrspannung $dU_R = R_v \cdot dI_R$ nicht allzusehr ins Gewicht fallen, so kann man hierfür einen zulässigen Grenzwert von rd. 10 mV ansetzen. Hieraus ergibt sich eine Bemessungsvorschrift für R_v .

Soll also die Änderung der Sperrspannung $dU_R = R_v \cdot dI_R$ nicht allzusehr ins Gewicht fallen, so kann man hierfür einen zulässigen Grenzwert von rd. 10 mV ansetzen. Hieraus ergibt sich eine Bemessungsvorschrift für R_v .

$$R_v \cong \frac{(5 \dots 20) \cdot 10^{-3}}{2 \cdot I_{R \text{ max}}} \quad (10)$$

Für das Beispiel ergibt sich bei einem Mittelwert der Änderung von 10 mV :

$$R_v \cong \frac{10 \text{ mV}}{2 \cdot 50 \text{ nA}} = 100 \text{ k}\Omega$$

Dieser Wert erscheint groß genug, um eine vernachlässigbar kleine Dämpfung des Schwingkreises zu bekommen. Es gibt aber durchaus Kapazitätsdioden mit

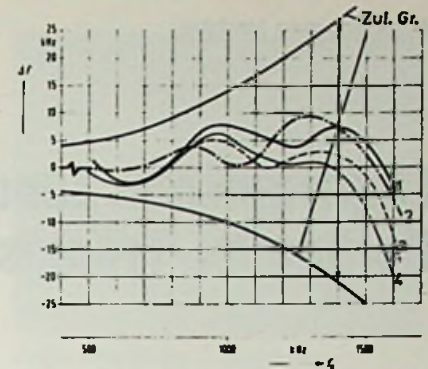


Bild 6. Gleichlaufabweichung bei einem AM-Tuner mit der Doppeldiode BB107 (gemessen für die Diodenexemplare 1...4) sowie der zulässigen Grenze (Siemens)

einem Sperrstrom von $1 \text{ nA} (\leq 20 \text{ nA})$, z. B. BB104 von Valvo, bei denen R_v noch wesentlich hochohmiger gemacht werden könnte, oder es wird die Änderung der Sperrspannung bei gleicher Dimensionierung eben geringer. Es ergibt sich also insgesamt eine Änderung der Sperrspannung von:

$$dU_R = -20 \text{ mV} - 10 \text{ mV} \pm 40 \text{ mV} = (-70 \dots +10 \text{ mV})$$

Damit erhält man eine relative Änderung der Resonanzfrequenz von:

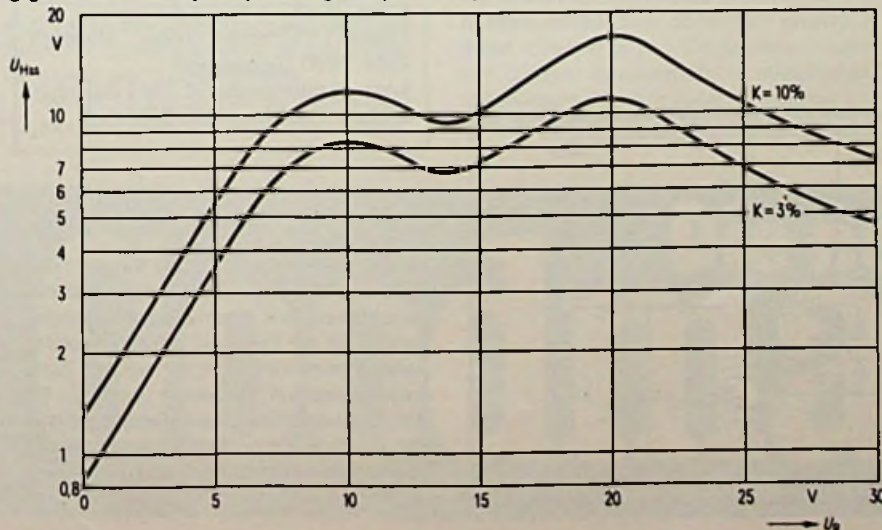
$$\frac{df_0}{f_0} = \frac{0,5}{2 \cdot (5 \text{ V} + 0,7 \text{ V})} (-70 \dots +10) \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

$$\frac{df_0}{f_0} = (-3 \dots +0,4) \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

Die maximale Änderung von $3 \cdot 10^{-3}$ würde z. B. bei einer Frequenz von 1 MHz (Mittelwellenbereich) eine Änderung der Abstimmfrequenz von 3 kHz bedeuten oder bei $f = 100 \text{ MHz}$ (UKW) eine Änderung von 300 kHz . Wenn diese Änderungen gleichsinnig erfolgen, dann heben sie sich bei einer Mehrfachdiode wieder auf. Selbst wenn dies nicht der Fall sein sollte, kann eine solche Frequenzänderung noch meistens als tragbar angesehen werden. In Bild 6 ist die Gleichlaufabweichung bei einem AM-Tuner mit der Doppeldiode BB 107 gezeigt.

Bei $f = 1 \text{ MHz}$ ist z. B. eine Gesamtabweichung von $+14/-10 \text{ kHz}$ zulässig, wobei durch die Dioden selbst bei 4 gemessenen Exemplaren nur rd. $+5 \dots 8 \text{ kHz}$ erreicht werden. Der maximal berechnete Fehler von 3 kHz hätte also auf jeden Fall noch Platz. Sollte diese Frequenzverwerfung zu groß sein, dann kann einmal durch Kompensation der Diffusionsspannung, durch eine bessere Netzspannungskonstanz und durch Verkleinern des Vorwiderstandes eine Verbesserung bis etwa auf den zehnten Teil erzielt werden. Dies dürfte dann für alle Fälle ausreichend sein. (Wird fortgesetzt).

Bild 5. Zulässige modulierte HF-Spannung U_{Hss} (Spitze-Spitze-Wert) für eine Verzerrung der modulierten Signalspannung (NF-Kilrrfaktor: 10% bzw. 3%) in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_R (Siemens)



Anregung zum Nachbau

Elektronische Zündanlage mit Darlington-Transistor

Ing. Paul Haisenko, Julbach

Zunehmend kommen Bauelemente für elektronische Kfz-Zündanlagen auf den Markt. Dazu gehört auch der für solche Schaltungen entwickelte Darlington-Leistungstransistor BUX 37, der entsprechend den Anforderungen eine Kollektor-Ermitter-Spannung bis zu 400 V und einen Kollektorstrom von maximal 15 A verträgt. Mit diesem Bauteil kann bei geringem Aufwand eine universell verwendbare Schaltung gebaut werden.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung einer Transistor-Zündanlage. Der Endtransistor T 3 wird von dem Monoflop T 1/T 2 geschaltet. Der Steuereingang K 1 ist für negative, K 2 für positive Impulse vorgesehen. Als Impulsgeber kann der vorhandene Unterbrecherkontakt oder eine beliebige kontaktlose Steuerung angeschlossen werden. Der Monoflop schaltet bei jedem Geberimpuls und erzeugt Impulse, deren Dauer durch R 3 und C 3 festgelegt ist. Bei den eingezeichneten Werten wird der Endtransistor durch jeden Geberimpuls für 0,5 ms abgeschaltet. Für andere Schaltzeiten können R 3 und C 3 geändert werden. Die Impulsdauer beträgt bei 220 nF und 6,8 kΩ 1 ms, bei 330 nF und 6,8 kΩ 1,5 ms. Z 1 und Z 2 schützen den Endtransistor gegen zu hohe Spannung.

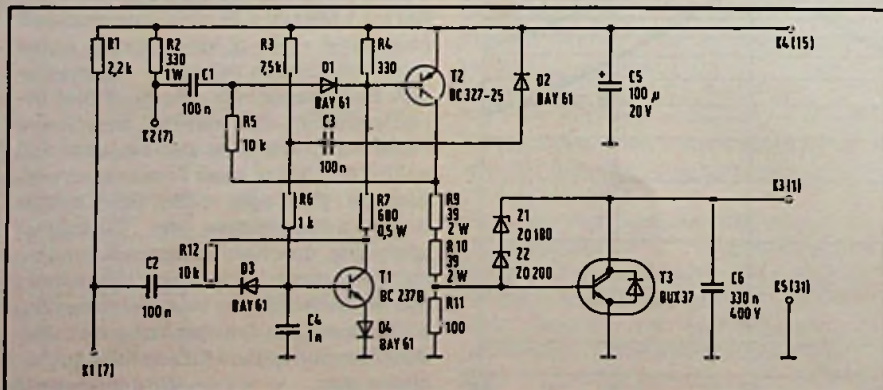
Gegen Spannungsspitzen schützt C 6, dessen Anschlüsse besonders sorgfältig ausgeführt sein sollten.

Aufbau und Anschluß

Bild 2 zeigt die Leiterplatte und die Lage der Bauteile. Die bestückte Leiterplatte wird zusammen mit dem Endtransistor auf dem Kühlkörper befestigt. Elektrisch isoliert vom Kühlkörper liegt der Endtransistor auf der Unterseite und die Platine auf der Oberseite des Kühlkörpers (Bild 3). Die Befestigungsschrauben verbinden den Kollektor des Endtransistors mit der Platine.

Wie die elektronische Schaltung mit der Zündanlage verbunden wird, zeigt Bild 4. Die Zündspule ist häufig über einen Widerstand mit dem Zündschloß verbunden. Dann muß K 4 vor dem Widerstand angeschlossen

Bild 1. Schaltung der Zündanlage



Stückliste

- C1, C2, C3 MKH 100 nF, Siemens B 32560-B1104-J
- C4 Keramik 1 nF, Thomson-CSF, UDZ 904 1 nF ±20%
- C5 Tantal 100 µ F/20V, ERO ETR 5 100/20
- C6 MKH 330 nF/400 V, Siemens B32234-B6334-J
- C7 Keramik 330 pF, Thomson-CSF, UDC 904 330 pF ±5%
- D1 bis D4 Siliziumdioden BAY 61 oder 1N4148
- J1 Näherungsschalter ESM 1601, Thomson-CSF
- K1...K5 Klemmleiste, Weco 955G 10.871.005
- L1 Eisenkernspule 25 mH/8 A, Anger LZ25A8
- L2 Ferritkernspule, Anger LF50
- T1 BC 237 B
- T2 BC 328-25
- T3 BUX 37, Thomson-CSF
- R2 330 Ohm/3 W, Draloric Z 302 330 Ohm ±10%
- R3 7,5 kΩ ±2%/0,2 W
- R7 680 Ω ±5%/0,5 W
- R9, R10 39 Ω/4 W, Draloric Z 303 39 Ohm ±5%
- R13 1,3 Ω/80 W, Anger RZ13A8
- R14 10 kΩ ±2%/0,1 W
- Alle anderen Widerstände ± 5 %/0,2 W, beliebiges Fabrikat
- Leiterplatte Anger PZ5
- Kühlkörper Fischer, SK 02/75/AI
- Schaltnocke für ESM 1601 – Anger NZ4 Vierzylinder)
- Anger NZ6 (Sechszylinder)

Lieferanten

- Siemens AG, Postfach 146, 8510 Fürth-Bislohe
- Thomson-CSF, Fallstraße 42, 8000 München 70
- Roederstein, Ludmillastraße 23/25, 8300 Landshut
- Weco, Postfach 769, 6450 Hanau
- Fischer Elektronik GmbH, Postfach 2304, 5880 Lüdenscheid
- Anger, Gartenstraße 14, 7982 Baienfurt
- Draloric, Postfach 1180, 8672 Selb

werden. Sollte die Zuleitung für die Zündspule aus Widerstandsdrath sein, muß eine neue Leitung für K 4 zum Zündschloß verlegt werden. Ist die Zuleitung zur Zündspule widerstandsfrei, kann K 4 mit auf den Zündspulen-Anschluß geklemmt werden. Der dem Unterbrecherkontakt parallel geschaltete Kondensator muß abgeklemmt werden. Besondere Einstellungen sind nicht erforderlich.



Bild 2a. Leiterplatte der Zündanlage

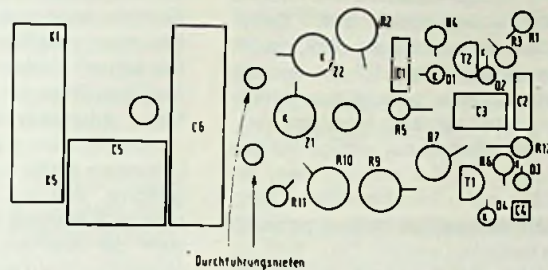


Bild 2 b. Bestückung der Leiterplatte

Besserer Zündfunke durch Zusatzinduktivität

Das Zuschalten der Induktivität L 1 nach dem Anschlußschema von Bild 5 bringt eine Verbesserung des Zündfunken in allen Drehbereichen. Dabei muß allerdings der Vorwiderstand der Zündspule einen für L1 bemessenen Wert haben. Bei dieser Schaltung kann K 4 an die Leitung für die Zündspule mit angeklemt werden, auch wenn hier ein Widerstand vorhanden ist. Um das Zündschloß von dem nunmehr höheren Strom zu entlasten und einen größeren Spannungsabfall zu vermeiden, wird R 13 über eine starke Zuleitung an +12 V angeschlossen. Beim Abschalten der Spannung an K 4 über das Zündschloß wird auch der Strom im Zündspulenkreis ausgeschaltet. T 3 ersetzt ein Hochstromrelais. L 1 und R 13 können an die vorhandene Zündspule angeschlossen werden. Transi-

storzündspulen sind für diese Schaltung nicht geeignet. Die besten Ergebnisse wurden mit der Zündspule DR 502 (Delco-Remy) erreicht, da sie bei günstigem Übertragungsverhältnis eine verhältnismäßig niedrige Streuinduktivität hat.

Messungen an der Anlage

Oszillogramme (Bild 6) veranschaulichen die Wirkung der Zusatzinduktivität und der Unterbrechungsdauer-Verkürzung. Sie wurden mit einer 7 mm langen Freiluftfunkenstrecke aus zwei zylindrischen Molybdänelektroden mit zugeschalteten Parallelwiderstand von 2 MΩ und Parallelkondensator von 30 pF, mit einer Vorfunkenstrecke von 0,6 mm (Verteiler) aufgenommen. Das entspricht ungefähr einer Zündkerze mit Elektrodenabstand von 0,8 mm in einem Motor mittelhoher Verdichtung [1]. Auf jeder Aufnahme ist eine ganze Serie aufeinanderfolgender

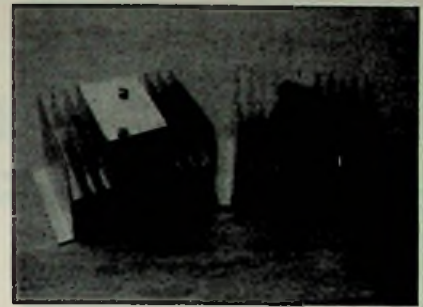


Bild 3. Zwei fertige Zündanlagen

Funkenentladungen festgehalten; wodurch Rückschlüsse auf ihre Gleichmäßigkeit möglich sind. Alle Oszillogramme wurden jeweils bei der höchsten unter den gegebenen Bedingungen erreichbaren Funkenfrequenz mit 14 V Batteriespannung aufgenommen. Es wurde eine Zündspule DR 502 verwendet, die in vielen Opel-Fahrzeugen serienmäßig eingebaut ist.

Bild 4. Anschlußschema der Zündanlage

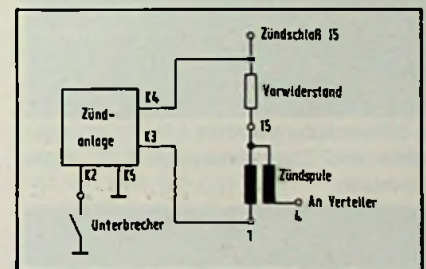
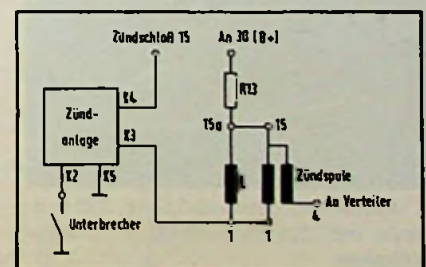
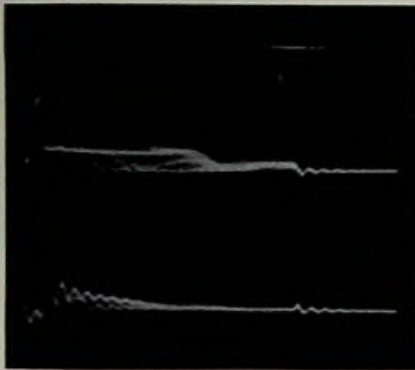


Bild 5. Anschlußschema der Zündanlage mit Zusatzinduktivität

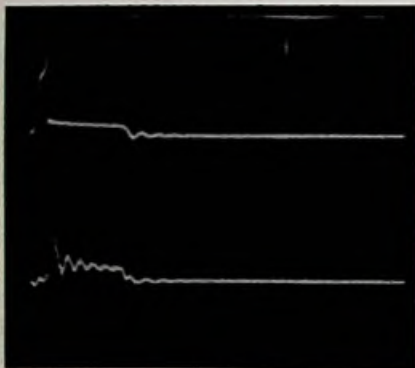


Die neuen
Goodmans!
 Im Vertrieb der DYNAUDIO Electronic, Postfach 153, 2000 Hamburg 6, Telefon (040) 43 11 71, Telex 02 15 489

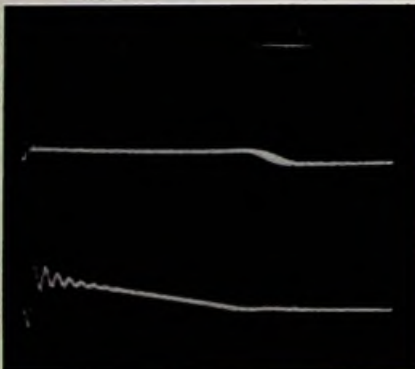


a. Unterbrechungsimpuls 1,5 ms, 125 Funken/s

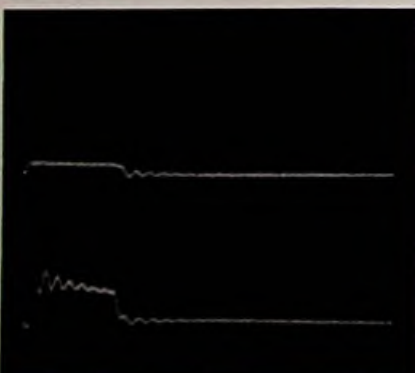
b. Unterbrechungsimpuls 0,5 ms, 170 Funken/s



c. Unterbrechungsimpuls 1,5 ms, 200 Funken/s und Zusatzinduktivität L 1 angeschlossen.



d. Unterbrechungsimpuls 0,5 ms, 330 Funken/s und Zusatzinduktivität L 1 angeschlossen.



Linke Seite:

Bild 6. Oszillogramme der Zündfunken-spannung (oben) und des Zündfunkenstromes (unten), Zündspule DR 502 und U_B 14 V. Maßstab: 10 kV je Skalenteil, 50 mA je Skalenteil und X-Achse 0,2 ms je Skalenteil.

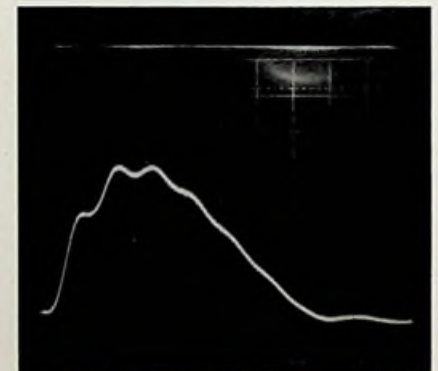
Bild 6a zeigt das Ergebnis ohne L1 bei ein-gestellter fester Unterbrechungsdauer von 1,5 ms. Es konnten 125 Funken je Sekunde erreicht werden (entspricht $n = 3750 \text{ min}^{-1}$ eines Vierzylindermotors). Auf dem Oszillo-gramm sind häufige Aussetzer und manche kalte Glimmentladungen statt heißer Bogenentladungen zu sehen. Wer glaubt, die Funkendauer betrage 1,5 ms, wie die Unterbrechungsdauer, täuscht sich. Bereits bei dieser verhältnismäßig niedrigen Fun-kenfrequenz erreichen nur wenige Funken eine Standzeit von 0,5 ms, und zwar mit kaum meßbarem Funkenstrom. Daher kann die Unterbrechungsdauer von vorneherein auf 0,5 ms festgelegt werden. Dann fließt ein wesentlich höherer Funkenstrom und die Entladung hat bessere Zündeigenschaften. Mit der dann möglichen Erhöhung der Fun-kenfrequenz sinkt der Strom wieder, aber bei den jetzt erreichten 170 Funken je Sekunde ($n = 5100 \text{ min}^{-1}$ eines Vierzylinders) ist er immer noch höher als in Bild 6a, ohne Aus-setzer und ohne kalte Glimmentladungen (Bild 6b). Die kräftigen, gleichmäßigen und, wegen des höheren Stromes heißen Funken bei einer höheren erreichbaren Funkenfre-quenz nach dem Zuschalten der Zusatzin-duktivität L1 sind in den Bildern 6c und 6d zu sehen. Dieses einfache passive Bauele-ment, das leicht auszuschließen ist, bringt eine merkliche Verbesserung der Zündung. Beim Fotografieren fiel auf, daß die Über-schlagsspannung (obere Kurve in den Oszil-logrammen) mit Zusatzinduktivität niedriger ist. Zuerst wurde angenommen, daß diese Erscheinung auf die stärkere Erwärmung der Funkenelektroden oder auf die in der Funkenstrecke verbleibende ionisierte Luft zurückzuführen ist. Deshalb wurden Versu-che mit ausgesprochen kalten Elektroden, niedriger Funkenfrequenz und ständigem Durchblasen der Funkenstrecke gemacht. Die Überschlagsspannung war auch hierbei mit Zusatzinduktivität niedriger. Daraus folgt, daß ein kräftiger, energiereicher Span-nungsanstieg auch den Überschlagvorgang begünstigt, was ein weiterer Vorteil ist. Dies darf nicht mit der höchst möglichen Leer-lauf-Hochspannung verwechselt werden, welche oft als einziges Kriterium für die Qua-lität einer Zündanlage zitiert wird, obwohl es für eine Beurteilung nicht ausreicht [1], [2]. Selbstverständlich kann mit der Zusatzin-duktivität eine viel höhere Spannung erreicht werden als ohne sie. Bild 7 zeigt die Span-nung mit und ohne Zusatzinduktivität an ei-ner Last von 1 M Ω parallel mit 50 pF (bei sol-

chen Angaben wird die im Betrieb immer vorhandene kapazitive Last gern weggelas-sen und die Bilder versprechen dann mehr, als die betreffende Zündanlage in Wirklich-keit hält).

Näherungsschalter für kontaktlose Unterbrecher

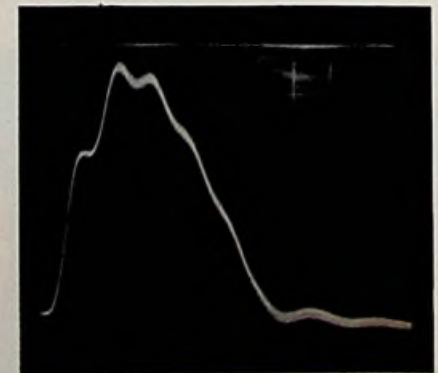
Gegenüber den kontaktlosen Unterbrechern mit optoelektronischen Elementen, Feldplat-ten oder Hallgeneratoren ist ein solcher mit einem Näherungsschalter einfacher und leichter zu bauen. Vorteilhaft ist die Heraus-führung aus dem Unterbrechergehäuse mit nur einem Anschluß, so daß die vorhandene Klemme ohne zusätzliche Leitungsdruch-führungen ausreicht. Der auf dem Markt erhältliche Typ ESM 1601 der Firma Thomson-CSF ist mit seinem wei-ten Arbeitstemperaturbereich ($-40... +125^\circ\text{C}$) und kleinen Abmessungen (TO 72) besonders gut für den vorgesehenen Zweck geeignet. Wie aus der vom Verfasser er-probten Schaltung in Bild 8 ersichtlich, be-steht der elektrische Aufbau im Unterbre-chergehäuse nur aus vier kleinen Bauteilen.

Bild 7. Hochspannung an einer Last von 1 M, $U_B = 14 \text{ V}$, Unterbrechungsimpuls 1 ms, 100 Funken/s, Zündspule DR 502. Maßstab: Y-Achse 5 kV, X-Achse 50 μs je Skalenteil.



a. Ohne Zusatzinduktivität L 1

b. Mit Zusatzinduktivität L 1



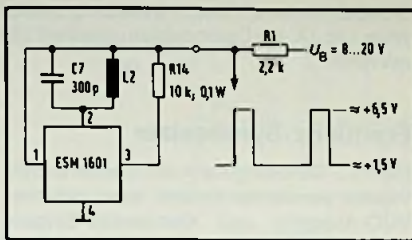


Bild 8. Schaltung eines kontaktlosen Unterbrechers mit Näherungsschalter ESM 1601

Um den Betriebstemperaturbereich nicht einzuengen, darf kein beliebiger Kondensator verwendet werden. Der in der Stückliste angegebene Kondensatortyp erfüllt alle Anforderungen und hat sehr kleine Abmessungen. Die Ferritkernspule und der Widerstand bieten in dieser Hinsicht keine Probleme.

Die Ausgangsimpulse der Schaltung haben eine Amplitude von rd. 5 V und steile Flanken. Sie entstehen durch Dämpfung hochfrequentierter Schwingungen bei Näherung an die Ferritkernspule eines Metallstreifens oder Metallzahnes. Dieses Teil gibt es zum nachträglichen Einbau für die verschiedenen Verteiler.

Literatur

- [1] Haisenko, P.: Dimensionierung von Kondensatorzündanlagen. Funk-Technik 29 (1974) S. 831 - 834.
- [2] Haisenko, P.: Verbesserte Automobilzündanlagen. Elektronik 24 (1975) S. 95 bis 98.
- [3] Haisenko, P.: Optoelektronischer Unterbrecher mit einpoligem Anschluß. Funk-Technik 32 (1977) S. W 5 S 41.

Meldungen über neue Hilfsmittel

Schaltuhr. Die Schaltuhr vom Theben-Werk, 7452 Haigerloch, ist für Elektrogeräte mit einer Stromaufnahme bis 16 A geeignet. Sie ist als Zwischenstecker aufgebaut. Der eine Gehäuseteil dient als Schukostecker und der andere als Schukosteckdose. Ein 24-Stunden-Zifferblatt ist ringförmig um die Steckdosenöffnung angeordnet und mit zwei Lochreihen versehen. In die Löcher werden Stifte gesteckt, die Ein- und Ausschaltzeitpunkte bestimmen. Die Farbe des Gerätes ist matschwarz und die Maße sind: 70 mm x 70 mm x 42 mm.

Schaltungen für Hobby-Elektroniker

Preiswerte PLL-Schaltung mit Integriertem Schaltkreis

Teil 2

H. Bernstein, München

Integrierte Schaltungen in CMOS-Technologie zum Aufbau von Phase-Locked-Loop-(PLL-) Schaltungen gibt es schon für etwa 5 DM zu kaufen. Wie sie arbeiten und wie sie angewendet werden können, schildert dieser zweiteilige Beitrag. In Teil 1 Heft 8/78 wurde der Aufbau des Bausteins 4046 erläutert. Der zweite Teil des Beitrags beschäftigt sich mit einigen Anwendungsbeispielen.

Sirene mit anschwellendem Ton

Die Schaltung der Sirene ist in Bild 1 wiedergegeben. Nach dem Schließen des Schalters S wird der Kondensator C_E aufgeladen, so daß sich die VCO-Eingangsspannung nach einer e-Funktion ändert. In Abhängigkeit von der Eingangsspannung ändert sich die Frequenz der Ausgangsspannung. Wenn Schalter S geöffnet wird, entlädt sich C_E über R_E . Mit abnehmender Kondensatorspannung verringert sich die Frequenz am Ausgang des VCO: Jede Ladungsänderung des Kondensators C_E bewirkt eine Frequenzänderung. Gibt man die Ausgangsspannung auf einen Lautsprecher, so entsteht ein an- und abschwelliger Ton.

Einton-Sirene

Um eine Einton-Sirene (Bild 2) zu erhalten, wird der VCO durch einen externen Oszillator am Sperr-Eingang ein- und ausgeschaltet. Durch die hier verwendeten Werte von C_1 und R_1 liegt die Frequenz des VCO zwischen 600 Hz und 1 kHz, je nach der Betriebsspannung. Der externe Oszillator hat dagegen eine Frequenz von 0,5 Hz; dadurch ist der Sirenton jeweils eine Sekunde hörbar und eine Sekunde gesperrt.

Zweiton-Sirene

Bei einer Zweiton-Sirene (Bild 3 und 3a) wird die Lade- und Entladezeit von C_1 durch einen zusätzlichen Widerstand R_2 verändert.

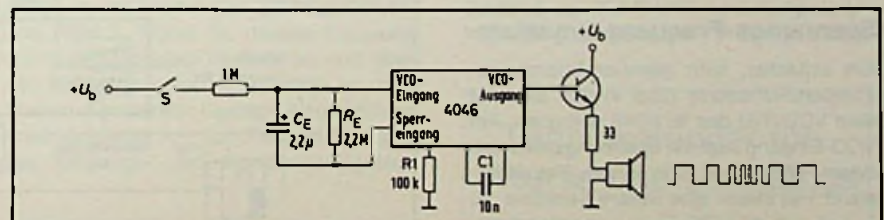
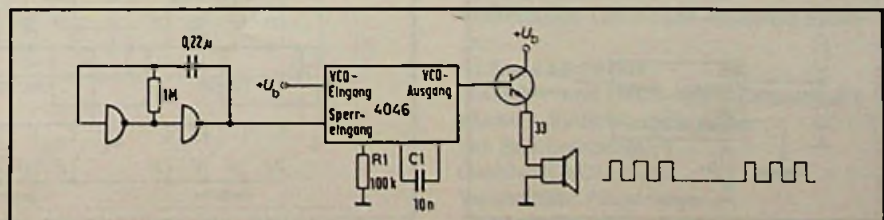


Bild 1. Sirene mit anschwellendem Ton

Bild 2. Einton-Sirene



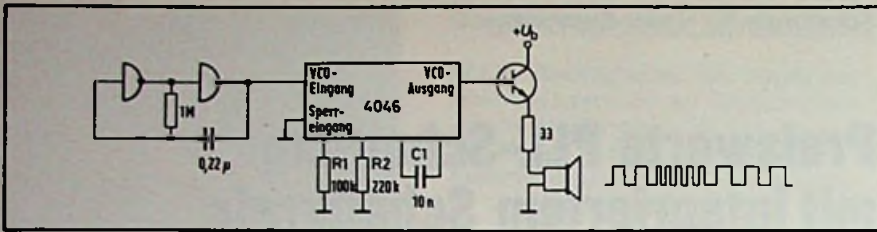


Bild 3. Zweiton-Sirene

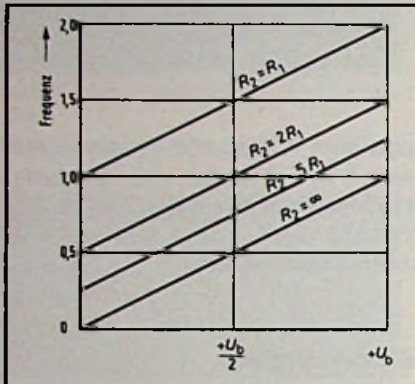


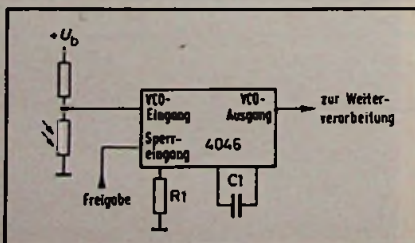
Bild 3a. Frequenzveränderung bei der Zweiton-Sirene durch R2

Der VCO-Ausgang hat daher nicht mehr ein Tastverhältnis von 50%. R2 legt den Konstantstrom für den VCO fest, wenn der externe Oszillator an seinem Ausgang ein H-Signal hat. C1 kann sich über R2 auf- und entladen, wodurch eine Frequenz zwischen 400 Hz (bei +5 V) und 550 Hz (bei +15 V) entsteht. Durch ein L-Signal vom externen Oszillator werden R1 und R2 parallel geschaltet, und es entsteht eine Frequenz zwischen 1,2 kHz (bei +5 V) und 2 kHz (bei +15 V). Da der externe Oszillator mit einer Frequenz von 0,5 Hz arbeitet, sind bei einer Betriebsspannung von +5 V jeweils eine Sekunde lang 400 Hz und danach 1,2 kHz hörbar.

Spannungs-Frequenz-Umsetzer

Ein einfacher, sehr genauer Spannungs-Frequenz-Umsetzer (Bild 4) läßt sich mit dem VCO-Teil des IC 4046 aufbauen. Am VCO-Eingang liegt ein Spannungsteiler aus einem Widerstand und einem Fotowiderstand. Hat dieser eine lineare Kennlinie, so ändert sich die VCO-Frequenz proportional zur Helligkeit am Fotowiderstand.

Bild 4. Spannungs-Frequenz-Umsetzer



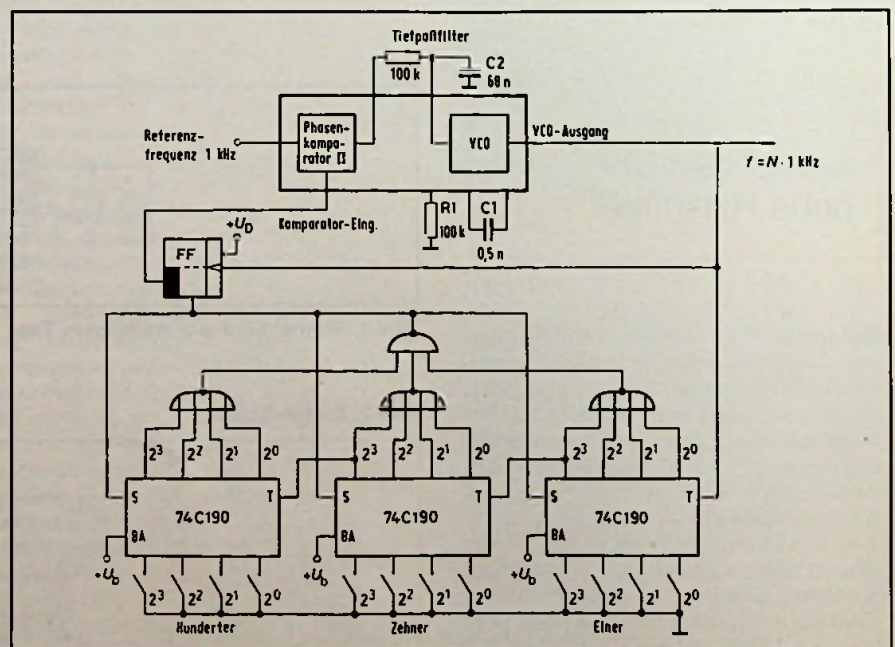
FM-Demodulator

Ist die PLL-Schaltung auf ein frequenzmoduliertes Signal eingerastet, wird im Phasen-Komparator eine Fehlerspannung erzeugt, die jeder Frequenzänderung des Eingangssignals so folgt wie das auf den Träger modulierte Signal. Bild 5 zeigt die Schaltung eines FM-Demodulators für ein mit 400 Hz moduliertes 10-kHz-Trägersignal. Der Phasen-Komparator I wird verwendet, damit die PLL-Schaltung bei unmoduliertem Eingangssignal auf die Trägerfrequenz von 10 kHz (Mittenfrequenz des VCO) einrastet und gegen Störungen unempfindlich ist. Über einen Koppelkondensator liegt ein FM-Signal am Phasen-Komparator I. Die Werte von C1 (500 pF) und R1 (100 kΩ) wurden für eine Betriebsspannung von +5 V und eine Mittenfrequenz von 10 kHz ausgelegt. Der Fangbereich f_c des PLL-Systems errechnet sich wie folgt:

$$f_c \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{2\pi \cdot f_L}{R_3 \cdot C_2}} = \pm 400 \text{ Hz}$$

Damit sind auch Abweichungen der Augenblicksfrequenz von der Trägerfrequenz infolge der Modulation bereits berücksichtigt.

Bild 6. Frequenz-Synthesizer



Der Betriebsstrom dieser Schaltung beträgt etwa 130 µA, die Demodulationssteilheit 250 mV/kHz.

Frequenz-Synthesizer

Die PLL-Schaltung kann als Frequenz-Synthesizer verwendet werden, wenn zwischen VCO-Ausgang und Komparator-Eingang ein Frequenzteiler mit drei Zähler-Dekaden (Teilerfaktoren 0...999) geschaltet wird (Bild

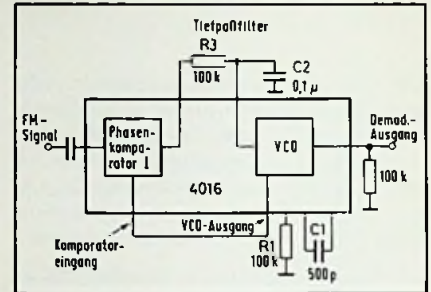


Bild 5. FM-Demodulator

6). Unstabil wäre das Regelsystem bei den Teilungsfaktoren 0, 1 und 2, die nicht verwendet werden sollen.

An den Signal-Eingang der PLL-Schaltung wird eine Referenz-Frequenz gelegt. Bevor die Regelung einsetzt, schwingt der VCO auf der durch R1 und C1 bestimmten Frequenz. Diese wird entsprechend dem eingestellten Teilungsfaktor vom Dekaden-Zähler heruntergeteilt und über das D-Flip-Flop auf den Komparator-Eingang gegeben. Ist diese Frequenz gleich der Referenz-Frequenz,

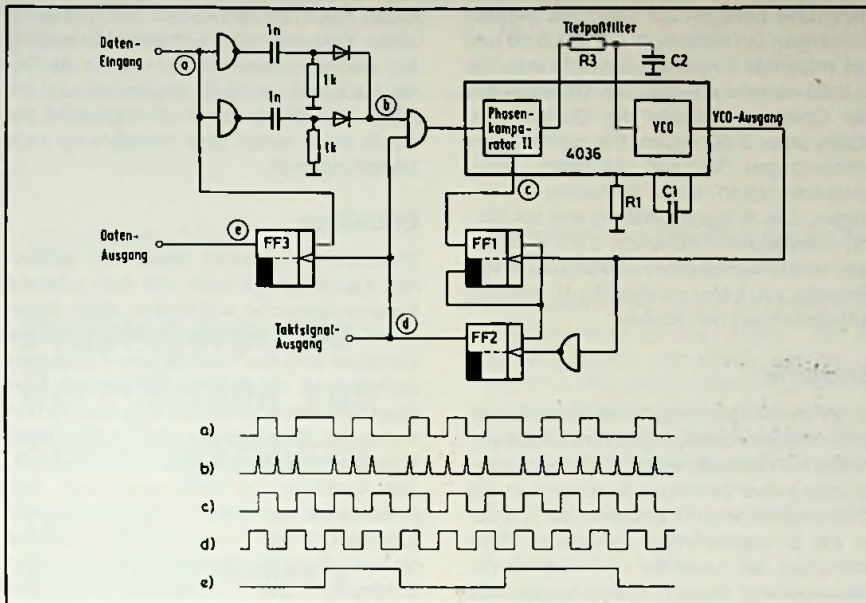


Bild 7. Datensynchronisation und Decodierung

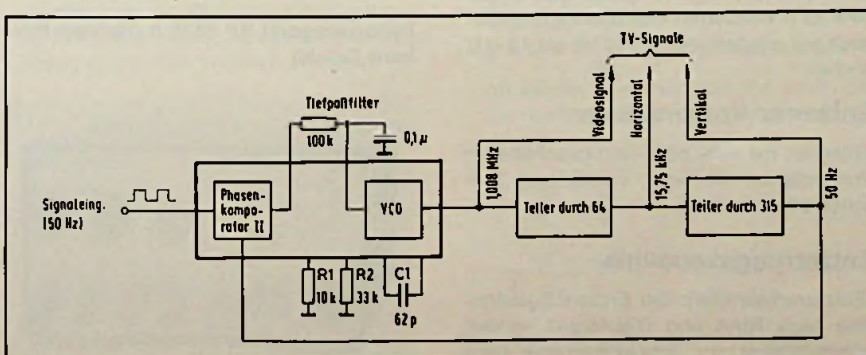
dann schwingt der VCO auf der Soll-Frequenz. Sind die beiden Frequenzen nicht gleich, wird vom Komparator so lange ein Regelsignal an den VCO gelegt, bis dessen Frequenz dem Produkt aus Referenzfrequenz und Teilerfaktor entspricht.

Datensynchronisation und Decodierung von Datensignalen

Eine Schaltung für eine Datensynchronisation und Decodierung von Datensignalen zeigt Bild 8. Das Datensignal besteht aus einer Reihe von binären Informationsänderungen, die in gleichmäßigen Abständen aufeinander folgen (Bild 7, Signal a). Man spricht hier auch von einer „Splitphasen“-Technik. Der Wert jeder Binärziffer L oder H ist willkürlich, aber die Dauer jedes Bits und damit die periodische Bit-Rate ist grundsätzlich konstant. Die Decodierung der Binärziffern wird dadurch erreicht, daß das L- oder H-Signal um 90° zur Bit-Rate verzögert wird. Zum Decodieren und Weiterverarbeiten des

empfangenen Signales wird ein mit der Bit-Daten-Rate synchronisiertes Taktsignal benötigt. Dieses Taktsignal kann aus dem ankommenden Datensignal mit der PLL-Schaltung gewonnen werden. Das Taktsignal ist in den Übergängen des ankommenden Datensignals enthalten, welche positive und negative Signalfanken, jedoch in beiden Polaritätsrichtungen die gleiche Bedeutung für die Wiedergewinnung der Taktsignal-Information haben. Der binäre Bit-Wert des ankommenden Datensignales ist durch die Phasenlage festgelegt. Ein 0-Signal entspricht einem positiven, ein L-Signal einem negativen Signalfanken-Übergang innerhalb einer Bit-Rate. Zunächst wird das Signal am Daten-Eingang differenziert, um die Zeitpunkte der Datenübergänge zu markieren. Das differenzierte Signal (Bild 7, Signal b), dessen Frequenz gleich der doppelten Bit-Rate ist, wird über ein taktgesteuertes UND-Gatter an den Phasen-Komparator II gelegt. Wegen seiner Unabhängigkeit von den Tastverhältnissen des Eingangs- und Komparatorsignales

Bild 8. Fernsehspiele oder Datensichtgeräte



kann nur der Phasen-Komparator II verwendet werden. Das Ausgangssignal des VCO steuert das Flip-Flop FF₁ direkt und das Flip-Flop FF₂ über ein NICHT-Gatter an. Das Ausgangssignal des VCO wird mit FF₁ durch 2 geteilt. Führt der Ausgangstreiber des Phasen-Komparators II Strom, so rastet die PLL-Schaltung auf das differenzierte Signal ein. Sind beide Ausgangstreiber stromlos, so schwingt der VCO auf der Eingangsfrequenz die zuletzt anlag und liefert weiterhin ein Taktsignal. Das invertierte VCO-Ausgangssignal wird an das FF₂ angelegt. Der D-Eingang dieses Flip-Flops ist mit dem Q-Ausgang des FF₁ verbunden. FF₂ erzeugt die notwendige Phasenverschiebung, um aus dem Signal c das Signal d zu gewinnen, welches das wiedergewonnene Taktsignal aus dem Splitphasen-Datensignal darstellt. Das Ausgangssignal von FF₃ (Bild 7, Signale e) stellt die wiedergewonnene binäre Daten-Information dar. Die anfängliche Synchronisation der Schaltung von Bild 7 kann durch eine Datenübertragung von mehreren Bit-Raten erfolgen.

Fernsehspiele oder Datensichtgeräte

In Bild 8 ist eine PLL-Schaltung für Fernsehspiele oder Datensichtgeräte gezeigt. Am Signal-Eingang liegt ein aus der Netzspannung gewonnenes 50 Hz-Rechtecksignal an. Der Ausgang des Phasen-Komparators II ist über ein Tiefpaß-Filter mit dem VCO-Eingang verbunden. Die Mittenfrequenz des VCO ist auf 1,1 MHz eingestellt, seine Ausgangsfrequenz erzeugt das Videosignal. Aus der Ausgangsfrequenz wird durch Frequenzteilung das Horizontalsignal, sowie durch einen weiteren Teiler das Vertikalsignal erzeugt. Dieses Signal ist mit dem Komparator-Eingang des Phasen-Komparators II verbunden. Damit hat die Schaltung ein festgelegtes Teilverhältnis. Befindet sich die PLL-Schaltung im eingerasteten Zustand, so sind Signal- und Komparatorfrequenz gleich, und die TV-Signale stabil.

Terminkalender für Kurse und Lehrgänge

- 25. – 27.7.1978
Vom Mikroprozessor bis zum Minicomputer
Ort: Ostfildern
Veranstalter: Technische Akademie Esslingen
- 11.9. – 13.9.1978
Mostek- und RCA-Mikrocomputer-Systeme – Einführungsseminar
Ort: Bad Bramstedt
Gebühr 850 DM
Veranstalter: Alfred Neye – Enatechnik, Quickborn

Begriffe der Phonotechnik

Endrille

Die Endrille schließt an die unmodulierte Auslaufrille an. Sie hat die Aufgabe, den Ausschaltvorgang zu unterstützen und die Abtastnadel vor Beschädigung zu schützen (sie würde sonst in den Plattenmittelpunkt gezogen werden). Die Endrille ist meist konzentrisch, seltener exzentrisch, um den Plattenmittelpunkt angeordnet. Bei konzentrischer Anordnung sind folgende Durchmesser üblich:

Bei Schallplatten mit $16\frac{2}{3}$ U/min: 100 mm, mit $33\frac{1}{3}$ U/min: 110 mm, mit 45 U/min: 98 mm, und mit 78 U/min: 86 mm. Bei exzentrischer Anordnung (Mittelpunkt rd. 3 mm gegen den Plattenmittelpunkt versetzt) gelten für Normalrillenplatten mit 25 und 30 cm Durchmesser 87 mm, für Mikrorillen- und Stereoplatten mit 25 und 30 cm Durchmesser 113 mm; für Mikrorillenplatten mit 17,5 cm Durchmesser sind keine exzentrischen Endrillen vorgesehen. Die angegebenen Werte gelten vornehmlich für deutsche und die meisten europäischen Schallplatten.

Endverstärker

Der Endverstärker bildet den Abschluß eines meist mehrstufigen Vorverstärkers oder Entzerrer-Vorverstärkers. Er hat die Aufgabe, die geringen und belastungsabhängigen Signalspannungen in entsprechende Leistungen umzusetzen. Fast alle Endverstärker sind mit zwei Phono-Eingängen ausgerüstet. Der als „Phono magnetisch“ oder MAG bezeichnete Eingang dient dem Anschluß eines magnetischen oder dynamischen Tonabnehmers (Abtastsystems), also eines Induktions- oder Schnellewändlers, dessen Signalspannung nach Maßgabe der beim Schneiden der Lackfolie benutzten Schneidkennlinie entzerrt werden muß. Heute wird praktisch überall die RIAA-Schneidkennlinie verwendet. Sie ist mit der CCIR- und der DIN-45 547-Kennlinie identisch. Die Eingangsempfindlichkeiten der meist mit 47 kOhm abgeschlossenen Eingänge für Induktionswandler liegen zwischen 1 und 5 mV. Der andere, mit „Phono kristall“ oder XTAL bezeichnete Eingang ist für den Anschluß eines Kristall- oder Keramiksystems bestimmt. Zur Beurteilung eines Endverstärkers können die in DIN 45 500 Bl. 6 angegebenen Mindestanforderungen herangezogen werden. Danach soll der Übertragungsbereich mindestens von 40 Hz bis 16 kHz reichen, wobei die Frequenz-

gangkurve bezogen auf 1 kHz bei linearen Eingängen um nicht mehr als $\pm 1,5$ dB und bei entzerrten Eingängen um nicht mehr als ± 2 dB abweichen darf. Die Unterschiede der Übertragungsmaße der Stereokanäle sollen unter 3 dB liegen. Die nichtlinearen Verzerrungen (Klirrgrad, Klirrfaktor, Intermodulationsgrad) sollen höchstens 1% betragen. Die Ausgangsleistung soll bei Stereo-Verstärkern mindestens 2×6 W betragen, und zwar muß diese Leistung bei einem Sinuston von 1 kHz mindestens 10 min lang abgegeben werden können.

Entzerrer

Allgemein werden hierunter elektrische oder elektronische Anordnungen verstanden, die mittels Kunstschaltungen Übertragungsfehler oder Vorverzerrungen beseitigen. In der Phonotechnik werden Entzerrer zur Korrektur der Schneidkennlinie verwendet. Beim Schneiden der Lackfolie wird nämlich der Frequenzgang verzerrt. Dabei werden die Tiefen abgesenkt und die Höhen angehoben. Die Absenkung der Tiefen verringert die Amplituden bzw. Auslenkungen der Rillen und verlängert damit die Spieldauer und erleichtert die Abtastung. Bei der Wiedergabe muß eine spiegelbildlich zur Schneidkennlinie verlaufende Entzerrung erfolgen, was eine Anhebung der Tiefen und eine Absenkung der Höhen bedeutet. Im gleichen Ausmaß wie die Höhen wird dabei zusätzlich das Rauschen gedämpft, womit ein Gewinn an Fremdspannungsabstand verbunden ist. Die Schneidkennlinie entspricht der von der RIAA als Norm propagierten Kurve, die praktisch alle Schallplattenhersteller übernommen haben und die der CCIR und DIN 45 547 entspricht. Entsprechend ist die Entzerrerkurve ausgelegt. Entzerrer sind nur dann erforderlich, wenn mit Schnell-abhängigen Abtastsystemen wiedergegeben werden soll (Induktionswandler-Systeme, wie magnetische und dynamische Tonabnehmer). Amplituden-abhängige Abtastsysteme, benötigen keine Entzerrer. Entzerrer sollen für Schnelle-abhängige Abtastsysteme einen Eingangswiderstand von $47 \text{ kOhm} \pm 20\%$ und einen Ausgangswiderstand von rd. 10 kOhm haben. Die Nenn-eingangsspannung soll bei rd. 5 mV (bei 1 kHz Sinuston) liegen; die noch zu verarbeitenden maximalen Eingangsspannungen etwa 20 mV betragen. Der Übertragungsbereich soll mindestens von 40 Hz bis 16 kHz reichen.

Entzerrer-Vorverstärker

Entzerrer mit vor- oder nachgeschaltetem Vorverstärker mit einer Verstärkung zwischen 35 und 40 dB.

Entzerrungskennlinie

(Entzerrerkennlinie). Die Entzerrungskennlinie nach RIAA und DIN 45 541 verläuft spiegelbildlich zur Schneidkennlinie nach

CCIR, RIAA und DIN 45 547. Sie wird durch einen Entzerrer oder Entzerrer-Vorverstärker wiedergegeben. Hiermit werden die Tiefen bei 50 Hz um 18 dB angehoben und die Höhen bei 20 kHz um 14 dB abgesenkt; bei 1 kHz findet weder eine Verstärkung noch Dämpfung statt.

Equalizer

(Entzerrer, Angleicher). Meist aktiv wirkendes Klangregelnetzwerk, mit dem schmale Frequenzbereiche angehoben oder abgesenkt werden können. Durchstimmbare Equalizer sind den Festfrequenz-Equalizern vorzuziehen, da letztere auf diskrete Frequenzen nicht abstimmbare sind. Sie werden meist als Zusatzgeräte zu hochwertigen Wiedergabeanlagen benutzt, mit denen z.B. das Ausfiltern von Nebengeräuschen (bei Wiedergabe von älteren Schallplatten), die Optimierung des Frequenzganges zwecks Verbesserung der Übertragungsqualität und Erhöhung der Sprachverständlichkeit durchgeführt werden können.

(Wird fortgesetzt)

Kurzberichte über neue Meßgeräte

Labornetzgerät

Die Hewlett-Packard GmbH, 7030 Böblingen, bietet das Labornetzgerät HP 6235 A an. Dieses Dreifachnetzgerät eignet sich besonders zur Versorgung von Versuchsschaltungen mit ICs. Es liefert drei einstellbare Gleichspannungen: 0 V bis 6 V bei 1 A, 0 V bis +18 V und 0 V bis -18 V bei jeweils 0,2 A. Eine Ausgangsspannung bis zu 36 V kann den Klemmen -18 und +18 entnommen werden. Mit einem Einsteller lassen sich die Spannungen +18 V und -18 V im Gleichlauf abstimmen. Sie sind für Schaltungen mit symmetrischer Versorgungsspannung vorgesehen. Das Gerät kostet 515 DM zuzüglich Mehrwertsteuer.

Labornetzgerät HP 6235 A (Hewlett-Packard GmbH)



Grundsaltungen

Praxisgerechte Berechnung von Schwingkreisen

Teil 2: Parallelschwingkreis und Reihenschwingkreis

Elektrische Schwingkreise sind zwar die ältesten Grundsaltungen der Elektronik, aber sie werden trotzdem rechnerisch nur selten so behandelt, wie es die Praxis verlangt – mit Berücksichtigung aller durch Bauelemente und Schaltungsaufbau hervorgerufenen zusätzlichen Impedanzen sowie anderer Einflüsse. Worauf es bei Schwingkreisen wirklich ankommt, behandelt Professor Otmar Kilgenstein von der Fachhochschule Nürnberg in dieser Serie für alle jungen Techniker und Ingenieure, die es genau wissen wollen.

Für den Parallelschwingkreis gilt (es ist zweckmäßig, zunächst mit Leitwerten zu arbeiten, weil diese einfach addiert werden können):

$$Y = G_p + j\omega \cdot C + \frac{1}{j\omega L} = G_p + j\left(\omega \cdot C - \frac{1}{\omega \cdot L}\right)$$

Nimmt man die Resonanzbedingung zu Hilfe, so kann man den einen Blindwiderstand durch den anderen ersetzen:

$$1/L = \omega_0^2 \cdot C;$$

$$Y = G_p + j\left(\omega \cdot C - \frac{\omega_0^2 \cdot C}{\omega}\right) = G_p + j \cdot C \cdot \left(\frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega}\right)$$

$$Y = G_p + jC \left[\frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega} \right] \approx G_p + j2C \cdot (\omega - \omega_0)$$

In der Nähe der Resonanz hat der Ausdruck $\frac{\omega + \omega_0}{\omega}$ etwa den Wert 2. Hier sei erwähnt, daß wohl durchwegs alle Schwingkreise in der „Nähe“ der Resonanzfrequenz betrieben werden, da bei allen Nachrichtenübertragungen die relative Bandbreite immer sehr klein ist (auf den Begriff der relativen Bandbreite wird noch näher eingegangen).

$$Y = \omega_0 \cdot C \cdot \left(\frac{G_p}{\omega_0 C} + j2 \cdot \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right) = \omega_0 \cdot C (d + jv)$$

Der Ausdruck $G_p/\omega_0 C$ ist hier der Dämpfungsfaktor d . Diesen bekommt man z. B. auch aus Gl. 8 (in Teil 1), wenn man an Stelle von $\tan \delta$ die Größe d setzt. Der zweite Ausdruck $2 \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$ wird mit Verstimmung v bezeichnet. Der Dämpfungsfaktor d ist zwar genau genommen nur bei der Resonanzfrequenz eine konstante Größe, aber man kann ihn auch bei größeren Abweichungen noch als näherungsweise konstant ansehen. Ein Schwingkreis hängt ja nicht sozusagen „in der Luft“, sondern wird vom speisenden Generator aus mit einem (konstanten) Widerstand gespeist und arbeitet auf einen weiteren, ebenfalls konstanten Verbraucherwiderstand. Selbstverständlich sind diese beiden Widerstände zu berücksichtigen und rechnerisch im gesamten Widerstand R_p bzw. R_s zusammenzufassen. Soll die Resonanzkurve des Schwingkreises flacher werden, d. h. wenn die Bandbreite größer werden soll, als diese durch die Gegebenheiten des Kreises allein (Verluste und äußere Beschaltung) bewerkstelligt wird, dann wird ja sowieso ein konstanter Widerstand noch parallel – beim Reihenschwingkreis in Reihe – geschaltet. Damit kann die Dämpfung d mit guter Näherung als konstant angesehen werden. Die Verstimmung v kann in der Nähe der Resonanzfrequenz mit der Näherung $v \approx 2 \cdot \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0}$ angesetzt werden. Bei größerem Frequenzabstand muß dann die genaue Definition genommen werden.

$$v = \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\omega^2 - \omega_0^2}{\omega_0 \cdot \omega} = \frac{(\omega + \omega_0)(\omega - \omega_0)}{\omega_0 \cdot \omega} \quad (1)$$

$$v \approx 2 \cdot \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \quad (2)$$

In der Nähe der Resonanzfrequenz geht also die genaue Definition der Verstimmung (Gl. 1) in die Näherung (Gl. 2) über. Wird nun die Verstimmung zur Dämpfung normiert, so ergibt sich für den Leitwert:

$$Y = \omega_0 C \cdot d \cdot \left(1 + j \frac{v}{d}\right)$$

Setzt man wieder für $d \cdot \omega_0 \cdot C$ den Wirkleitwert G_p ein, so ergibt sich:

$$Y = G_p \left(1 + j \frac{v}{d}\right)$$

oder mit $v/d = \Omega$:

$$Y = G_p (1 + j\Omega)$$

Jetzt kann wieder auf den Widerstandsbegriff übergegangen werden:

$$Z = 1/Y = \frac{R_p}{1 + j\Omega} \quad (3)$$

Die Größe Ω ist nun bei Resonanzfrequenz ($v = 0$) ebenfalls Null, so daß sich der schon bekannte Parallelresonanzwiderstand R_p allein ergibt. Bei höherer Frequenz ist Ω positiv, bei kleinerer Frequenz negativ. Man kann nun die Funktion der Gl. 3 zweckmäßigerweise nach Betrag und Phase auflösen und erhält

$$|Z| = \frac{R_p}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \quad (4)$$

sowie

$$\tan \varphi = \pm \Omega \text{ oder}$$

$$\varphi = \arctan \pm \Omega = \pm \arctan \Omega \quad (5)$$

Diese beiden Funktionen nach Gl. 4 und 5 wurden zur besseren Übersicht in verschiedenen Maßstäben dargestellt. Bild 1 zeigt eine Darstellung im linearen Maßstab. Darin und in den beiden anderen Darstellungen Bild 2 und 3 wurde die Amplitude mit A bezeichnet, weil diese Funktion ganz allgemeine Bedeutung hat und immer dann auftritt, wenn eine reelle Größe (Widerstand) mit einer imaginären Größe (Scheinwiderstand eines Kondensators oder einer Spule) verknüpft sind. Wie Bild 1 zeigt, hat die Kurve bei der Resonanzfrequenz $\Omega = 0$ ein Maximum und fällt symmetrisch nach beiden Seiten ab. Bei $\Omega = \pm 1$ hat die Amplitude den Wert Maximum mal $1/\sqrt{2}$, wie man sofort aus Gl. 4 erhält, wenn dort $\Omega = \pm 1$ eingesetzt wird. Diese beiden Frequenzen werden als Grenzfrequenzen bezeichnet.

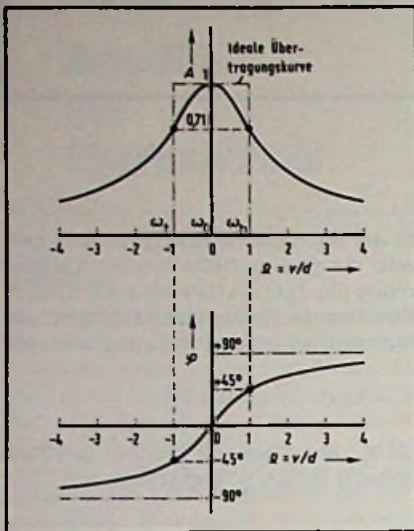


Bild 1. Amplituden- und Phasenverlauf des normierten Schwingkreises in linearer Darstellung

Aus der Definition $\Omega = v/d$ erhält man die wirklichen Frequenzen zu:

$$\Omega = \frac{2 \cdot (\omega - \omega_0)}{d \cdot \omega_0};$$

$$\frac{\Omega}{2} \cdot d \cdot \omega_0 = \omega - \omega_0;$$

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \frac{f}{f_0} = 1 + \frac{\Omega}{2} \cdot d. \tag{6}$$

$$\Omega = +1: \frac{\omega_h}{\omega_0} = 1 + \frac{d}{2};$$

$$\Omega = -1: \frac{\omega_t}{\omega_0} = 1 - \frac{d}{2};$$

$$\frac{\omega_h}{\omega_0} - \frac{\omega_t}{\omega_0} = \frac{\omega_h - \omega_t}{\omega_0} =$$

$$= 1 + \frac{d}{2} - 1 + \frac{d}{2} = d.$$

$$\frac{\omega_h - \omega_t}{\omega_0} = \frac{f_h - f_t}{f_0} = d. \tag{7}$$

Unter dem Begriff der Bandbreite soll der Bereich zwischen den beiden Frequenzen verstanden werden, bei denen die Amplitude den Wert $\sqrt{2}/2$ des Maximalwertes hat. Eine andere, gleichwertige Definition legt als Bandbreite den Bereich zwischen den Frequenzen fest, bei denen der Phasenwinkel 45° beträgt. Aus Gl. 5 ergibt sich für $\Omega = \pm 1: \tan \varphi = \pm 1$ oder $\varphi = \pm 45^\circ$. Dies ist auch aus Bild 1 ersichtlich. Wie Gl. 7 zeigt, ist die relative, auf die Resonanzfrequenz bezogene Bandbreite gleich der Dämpfung d (beides dimensionslose Zahlen).

Dieses Ergebnis hat besonders meßtechnisch eine große Bedeutung, weil die relative Bandbreite leicht gemessen wer-

den kann. Hierzu braucht nur das Resonanzmaximum eingestellt zu werden und dann die Frequenz jeweils soweit verstellt zu werden, bis die Amplitude um rd. 30 % oder 3 dB gefallen ist. Aus den drei hierdurch erhaltenen Frequenzwerten kann dann nach Gl. 7 die Dämpfung ausgerechnet werden. Damit kann dann aber auch der Resonanzwiderstand R_p bestimmt werden (Gl. 8 in Teil 1 mit d anstelle von $\tan \delta$).

Soll nun der Amplituden- und Phasenverlauf in der Nähe der Resonanzfrequenz (also bei kleinen Werten von Ω) bestimmt werden, so ist hierzu die linear/logarithmische Darstellung von Bild 2 am besten geeignet. In Bild 2 ist noch gestrichelt eine weitere Kurve eingezeichnet, um den Amplitudenverlauf ganz in der Nähe der Resonanzfrequenz besonders genau ablesen zu können. Zu diesem gestrichelten Kurvenzug gehört dann der ganz links in Klammern eingetragene Maßstab. Für $\Omega > 10$ kann aus Bild 2 kein brauchbarer Wert mehr abgelesen werden. Deshalb wurde noch eine weitere Darstellung im doppelt-logarithmischen Maßstab in Bild 3 gezeigt.

Die bisherigen Ableitungen der Gleichungen für die Normierung des Schwingkreises bezogen sich auf den Parallelschwingkreis. Setzt man beim Reihenschwingkreis den komplexen Gesamtwiderstand an zu

$$Z = R_s + j(\omega \cdot L - \frac{1}{\omega \cdot C}),$$

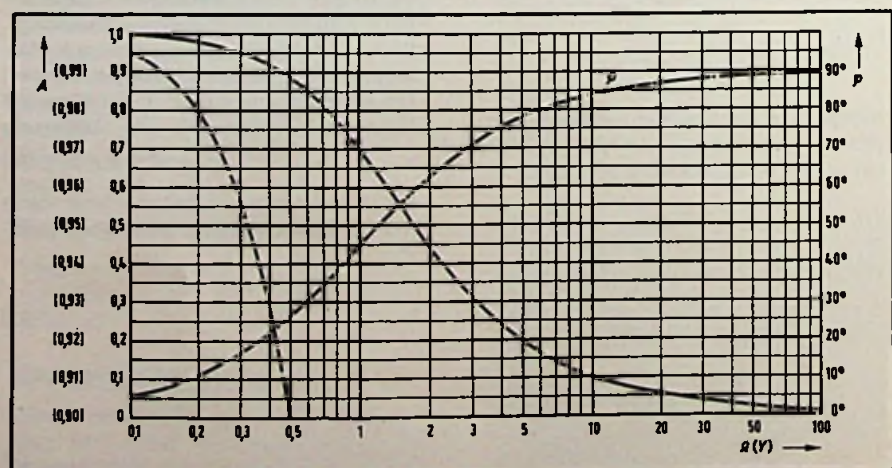
so ergibt sich mit ähnlichen Umformungen

$$Z = \omega_0 \cdot L (d + jv) =$$

$$= \omega_0 \cdot L \cdot d \cdot (1 + j \frac{v}{d}) \quad \text{oder}$$

$$Y = \frac{G_s}{1 + j \frac{v}{d}} = \frac{G_s}{1 + j\Omega} \tag{8}$$

Bild 2. Amplituden- und Phasenverlauf des normierten Schwingkreises in linear/logarithmischer Darstellung (für $\Omega > 1$)



Hier muß auf den Leitwert übergegangen werden, weil beim Reihenschwingkreis bei Resonanz ein Strommaximum auftritt, während beim Parallelkreis ein Spannungsmaximum erscheint. Der Parallelkreis muß aber mit konstantem Strom, also $R_1 = \infty$, gespeist werden – Idealfall –, während der Serienkreis mit $R_1 = 0$, also Konstantspannung, gespeist wird. Dann ist aber beim Parallelkreis bei Widerstandsmaximum auch gleich das Spannungsmaximum vorhanden und beim Reihenschwingkreis beim Leitwertmaximum das Strommaximum.

Gl. 8 ist aber formal gleich Gl. 3. Deshalb können alle hieraus abgeleiteten Kurven (Bild 1 bis 3) in völlig gleicher Weise sowohl beim Reihenschwingkreis wie auch beim Parallelkreis verwendet werden. Bei Bild 2 und 3 wurde neben Ω noch in Klammer der Buchstabe Y als allgemeine Größe angeschrieben, um diese Kurve auch dann verwenden zu können, wenn es sich nicht um einen Schwingkreis handelt.

Beispiel: Es soll bei $f_0 = 1,5$ MHz ein Parallelresonanzkreis mit einer Kreiskapazität von $C = 100$ pF realisiert werden. Bandbreite: 10 kHz. Spulengüte: 300; Verlustfaktor des Kondensators $\tan \delta = 1 \cdot 10^{-3}$. Wie groß ist die Induktivität und wie groß darf der durch die Schaltung bedingte Widerstand parallel zum Kreis werden, damit die gestellte Forderung erfüllt wird? Um welchen Betrag wird eine Frequenz im Abstand von 1 kHz von der Resonanzfrequenz gedämpft? Wie groß ist die Dämpfung der Frequenz von 5 MHz? Nach Gl. 7 gilt:

$$\frac{10 \text{ kHz}}{1500 \text{ kHz}} = d = 6,667 \cdot 10^{-3}.$$

$$L = \frac{1}{(2\pi \cdot 1,5 \cdot \text{MHz})^2 \cdot 100 \text{ pF}}$$

$$L = \frac{1}{6,26 \cdot 1,5 \cdot 10^6 \cdot 1/\text{s} \cdot 100 \cdot 10^{-12} \text{ s}/\Omega}$$

$L = 113 \mu\text{H}$.

Resonanzwiderstand des Kreises allein:

$Q_C = 1000; Q_L = 300; Q_K = 230,8$.

$R_{PK} = X \cdot Q_K = 1,06 \text{ k}\Omega \cdot 230,8 = 245 \text{ k}\Omega$

$X_C = \frac{1}{2\pi \cdot 1,5 \text{ MHz} \cdot 100 \text{ pF}}$

$X_C = \frac{1}{6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^6 \cdot 1/s \cdot 100 \cdot 10^{-12} \text{ s}/\Omega}$

$X_C = 1,06 \text{ k}\Omega$.

Der Resonanzwiderstand des gesamten Kreises muß bei der geforderten Bandbreite von 10 kHz sein:

$R_p = \frac{X}{d} = \frac{1,06 \cdot 10^3 \Omega}{6,667 \cdot 10^{-3}}$

$R_p = 159 \text{ k}\Omega$.

Er ist also niedriger als der Resonanzwiderstand des Kreises allein. Der zusätzliche Widerstand von der Generator- und der Lastseite wird dann

$R_z = \frac{245 \text{ k}\Omega \cdot 159 \text{ k}\Omega}{245 \text{ k}\Omega + 159 \text{ k}\Omega} = 455 \text{ k}\Omega$.

Ein solcher Widerstand läßt sich mit der Technik der Röhren leicht realisieren, da diese sehr hochohmig sind. Mit Transistoren ist dies nur dann möglich, wenn die dort vorhandenen niedrigen Ausgangs- und Eingangswiderstände durch eine Resonanztransformation (angepaßter Kreis) hinauftransformiert werden. Dämpfung der Frequenz 1 kHz ober- oder unterhalb von f_0 :

$v = 2 \cdot \frac{1501 \text{ kHz}}{1500 \text{ kHz}} = 1,333 \cdot 10^{-3}$

$\Omega = \frac{v}{d} = \frac{1,333 \cdot 10^{-3}}{6,667 \cdot 10^{-3}} = 0,2$

Dieser Wert wird am besten aus Bild 2, gestrichelte Kurve, entnommen. Man liest ab: $A = 0,98$. Es wird also diese Frequenz mit 98 % der Maximalamplitude wiedergegeben (um 2 % gedämpft). Zum Berechnen der Dämpfung der Frequenz 5 MHz muß der genaue Wert für die Verstimmung genommen werden.

$v = \frac{5 \text{ MHz}}{1,5 \text{ MHz}} - \frac{1,5 \text{ MHz}}{5 \text{ MHz}} =$

$= 3,333 - 0,3 = 3,033$

$\Omega = \frac{v}{d} = \frac{3,033}{6,667 \cdot 10^{-3}} = 454$

Aus Bild 3 ergibt sich: $A = 2,2 \cdot 10^{-3}$ oder eine Dämpfung um 53 dB.

Bisher war die Frage der Größe der einzelnen Bauelemente Spule und Kondensator nicht angeschnitten. Nach der Gleichung für die Resonanzfrequenz können beide beliebige Werte annehmen, wenn nur das Produkt eine bestimmte Größe

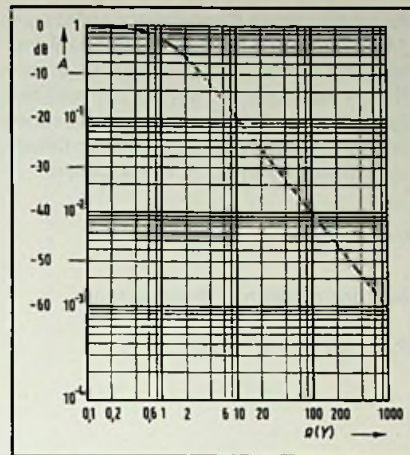


Bild 3. Amplitudenverlauf des normierten Schwingkreises in doppelt logarithmischer Darstellung (für $\Omega > 1$)

hat. Nach Gl. 8 in Teil 1 ist aber der Resonanzwiderstand um so größer, je größer der Blindwiderstand, also je kleiner die Kapazität gemacht wird. Andererseits darf diese Kapazität aber auch nicht zu klein sein, da sich sonst unvermeidbare Änderungen zu stark in einer Verschiebung der Resonanzfrequenz bemerkbar machen. Aus der Resonanzbedingung ergibt sich:

$\omega_0 + \Delta\omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot (C + \Delta C)}}$

$\omega_0 + \Delta\omega \approx \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \left(1 - \frac{\Delta C}{2 \cdot C}\right)$ (9)

Bei bekannter Änderung ΔC und zulässiger Änderung Δf_0 kann dann der Mindestwert der Kapazität bestimmt werden:

$\frac{\Delta f_0}{f_0} = \frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C}$ (10)

Für das berechnete Beispiel ergibt sich bei einer angenommenen Kapazitätsänderung von nur 0,5 pF eine Frequenzänderung von:

$\Delta f_0 = -\frac{0,5 \text{ pF}}{2 \cdot 100 \text{ pF}} \cdot 1,5 \text{ MHz} = -3,75 \text{ kHz}$

Da die Bandbreite nur $\pm 5 \text{ kHz}$ (10 kHz) beträgt, wird durch diese verhältnismäßig geringe Kapazitätsänderung der Schwingkreis schon zu stark verstimmt. Hiergegen gibt es nur zwei Möglichkeiten: Entweder wird der Kreis immer einzeln abgeglichen (das übliche Verfahren) oder es wird eine so große Kreiskapazität gewählt, daß ein Abgleich unnötig ist. So-

fern diese angenommene Änderung nur durch Streuungen des Aufbaues entsteht, kann gegen einen Abgleich nichts eingewendet werden. Sind aber die Änderungen der Kapazität (oder auch der Spule) durch Alterung oder laufende Änderungen während des Betriebes verursacht, dann kann entweder nur die Kapazität entsprechend vergrößert werden oder es wird eine größere Bandbreite gewählt. Wird ein Reihenschwingkreis an eine Spannung gelegt, so ist der Strom bei Resonanz ausschließlich durch den Reihenverlustwiderstand R_s gegeben. Die beiden Spannungen an den Blindwiderständen L und C haben gegeneinander eine Phasenverschiebung von 180° und treten nach außen nicht in Erscheinung.

$I_{kr} = \frac{U_0}{R_s}$ (11)

Die Spannung U_0 ist bei vernachlässigbarem Innenwiderstand der Spannungsquelle gleich der am Kreis anliegenden Spannung; muß der Innenwiderstand berücksichtigt werden, so ist für U_0 die Generatorspannung einzusetzen, und der Innenwiderstand wird zum Widerstand R_s addiert. Für die Resonanzspannung an L oder C ergibt sich nach dem Ohmschen Gesetz:

$|U_L| = |U_C| = I \cdot \omega_0 L = I \cdot 1/\omega_0 C$.

Setzt man die Beziehung nach Gl. 11 ein, so ergibt sich:

$|U_L| = \frac{\omega \cdot L \cdot U_0}{R_s} = Q \cdot U_0$

und gleichermaßen

$|U_C| = Q \cdot U_0$ (12)

Heraus folgt, daß die Spannungen an Schaltelementen des Reihenschwingkreises um die Kreisgüte höher als die anliegende Spannung sind. Dies ist besonders dann von Bedeutung, wenn z. B. in Leistungsverstärkern oder Sendern die Spannung nicht mehr im mV-Bereich, wie bei Empfängerschaltungen, liegt. Auch bei Speisespannungen von nur wenigen Volt muß zumindest nachgeprüft werden, ob keine spannungsmäßige Überlastung infolge der Höhe der auftretenden Resonanzspannung erfolgen kann.

Beim Parallelschwingkreis berechnet sich der in den Kreis hineinfließende Wirkstrom zu

$I = \frac{U_{kr}}{R_p}$

Für den in den Schaltelementen L und C fließenden Blindstrom erhält man

$$|I_c| = |I| = \frac{U_{kr}}{X} = \frac{Q \cdot U_{kr}}{Q \cdot X} = Q \cdot I \quad (13)$$

Hier ist also der in den Schwingkreiselementen fließende Strom um die Kreisgüte höher als der zufließende Strom I . Da der Strom I nicht immer bekannt ist, erhält man den ungünstigsten Fall, indem man an Stelle der Kreisspannung in Gl. 13 die Betriebs-Gleichspannung U_B einsetzt. Höher als diese Spannung U_B kann ja die Kreisspannung niemals werden.

Bei Parallelschwingkreisen hoher Güte kann der im Schwingkreis fließende hohe Strom möglicherweise so groß werden, daß der Kondensator strommäßig überlastet wird oder auch die Spule bei Ferritkernen in die Sättigung gerät. Auch muß daran gedacht werden, daß Übergangswiderstände infolge des hohen fließenden Stromes zu Schwierigkeiten führen können.

Beispiel: Es soll für ein Filter ein Parallelschwingkreis mit einer schon berechneten Ferritspule mit $L = 256$ mH bei der Frequenz $f = 20$ kHz berechnet werden. Der Spulengesamtreihenverlustwiderstand wurde bereits zu $R_s = 99$ Ohm gefunden.

Aus der Resonanzbeziehung nach Gl. 13 in Teil 1 muß nun zunächst die zugehörige Kapazität berechnet werden.

$$C = \frac{1}{\omega^2 \cdot L}$$

$$C = \frac{1}{(2\pi \cdot 20 \text{ kHz})^2 \cdot 256 \text{ mH}} = 247,6 \text{ pF.}$$

Praktischerweise würde man jetzt einen Kondensator von 250 pF nehmen und die Induktivität mit einem Schraubkern auf den genauen Wert der Resonanzfrequenz hin abgleichen. Der Rechnung halber wird aber mit diesem errechneten Wert weitergerechnet. Als Kondensator wird ein Keramik Kondensator Typ 1 in der Ausführung Rechteckkondensator Größe 3 x 4 (Tabelle 1) ausgewählt. Die Frage des Keramikmaterials und der damit verbundenen Temperaturkompensation soll nun als erstes geklärt werden. Für das Beispiel soll gelten: Kernmaterial N 28 bei $\mu_s = 159$. Dann ist:

$$\alpha_s = + 0,8 \cdot 10^{-6} / K \cdot 159 = + 127 \cdot 10^{-6} / K.$$

Aus Tabelle 2 folgt: Werkstoff N 150 oder eine Kombination von N 150 und N 075 bei genauem Temperaturabgleich. Der maximale Verlustfaktor für diesen Kondensator beträgt nach Tabelle 2 $\tan \delta = 1,5 \cdot 10^{-3}$. Aus Siemens-Unterlagen ergibt sich weiter die maximal zulässige Verlustlei-

stung für diesen Kondensator zu $P_{w \max} = 18$ mW und eine maximal zulässige Blindleistung von $P_B = 12$ VA. Nun muß nach Bild 4 nachgeprüft werden, in welchen Bereich der Kondensator einzuordnen ist. Als Nennspannung für den Kondensator soll zunächst $U_N = 250$ V gelten.

$$U_1 = \frac{U_N}{\sqrt{2}} = \frac{250 \text{ V}}{1,41} = 177 \text{ V}$$

Aus der zulässigen Blindleistung

$$P_B = U^2 / X_c = U^2 \cdot 2\pi \cdot f \cdot C$$

ergibt sich die höchstzulässige Frequenz zu

$$f_1 = \frac{P_{B \max}}{2\pi \cdot U_1^2 \cdot C}$$

oder, mit den Werten des Beispiels,

$$f_1 = \frac{12 \text{ VA}}{2\pi \cdot 177^2 \text{ V}^2 \cdot 247,6 \text{ pF}} = 246 \text{ kHz.}$$

Diese Frequenz liegt weit oberhalb der Resonanzfrequenz von 20 kHz, so daß der Kondensator nur spannungsmäßig, aber

Tabelle 1. Zulässige Verlustleistungen $P_{w \max}$ und Blindströme I_{\max} (Siemens)

Abmessungen b x h	Blindstrom I_{\max}	Verlustleistung (mW) $P_{w \max}$
mm		

Flachkondensatoren		
4 x 4	0,4 A	40
4 x 6		65
4 x 8		80
4 x 10		100
6 x 4		60
6 x 7		105
6 x 9		135
6 x 18		270

Rechteckkondensatoren		
3 x 4	0,3	18
4 x 5	0,4	30
5 x 6	0,8	42
6 x 7		60
6 x 9		75

Scheibenkondensatoren		
\varnothing d		
4	0,4 A	18
5	0,5 A	30
8	1 A	70
12		70
16		200
18		300

Vielschichtkondensatoren			
Chips	umhüllt		
I x b	I x h		
2 x 1			20
3 x 1			30
4 x 1	5 x 5	0,6 A	40
3 x 2	6 x 4		60
5 x 3	7 x 7		80
6 x 5	10 x 10		160
10 x 9	12 x 12		200

Abmessungen d x l	Blindstrom I_{\max}	Verlustleistung (mW) $P_{w \max}$
mm		

Rohrkondensatoren		
2 x 5	0,5 A	15
2 x 6		18
2 x 7		21
2 x 8		24
2 x 9		29
2 x 10		30
2 x 11		33
2 x 12		36
2 x 13		39
2 x 14		42
2 x 16		48
3 x 10		50
2 x 20		60
3 x 12	60	
3 x 14	70	
3 x 16	80	
3 x 20	100	
3 x 25	125	
3 x 30	150	
4 x 16	0,75 A	100
4 x 20		135
4 x 25		170
4 x 30		200
4 x 40		270

Durchführungskondensatoren		
3 x 7	0,5 A	80
3 x 8		80
3 x 10		100
3 x 11		110
3 x 12		120
3 x 16		160
4 x 6	0,75 A	80
4 x 7		90
4 x 9		120
4 x 16		200
4 x 20		270
4 x 25		340

Bild 4. Wechselspannungsbelastbarkeit von Keramikcondensatoren in Abhängigkeit von der Frequenz (Siemens)

weder leistungsmäßig ($>f_1$) noch strommäßig ($>f_2$) beansprucht wird. Berücksichtigt man das Verhältnis der maximal möglichen Frequenz von 246 kHz zur Resonanzfrequenz von 20 kHz, so dürfte dieser Kondensator für eine maximale Gleichspannung von 72 V oder eine Effektivspannung von rund 50 V bemessen werden. Ist damit zu rechnen, daß die Gleichspannung voll durchgesteuert werden kann, dann kann ja die maximale Wechselspannungsamplitude den Wert der Gleichspannung erreichen. Dann muß ein Kondensator mit einer Nennspannung von mindestens $U_N = 125$ V genommen werden, da ja der nächst geringere Wert von 50 V nach obiger Rechnung nicht mehr ausreicht.

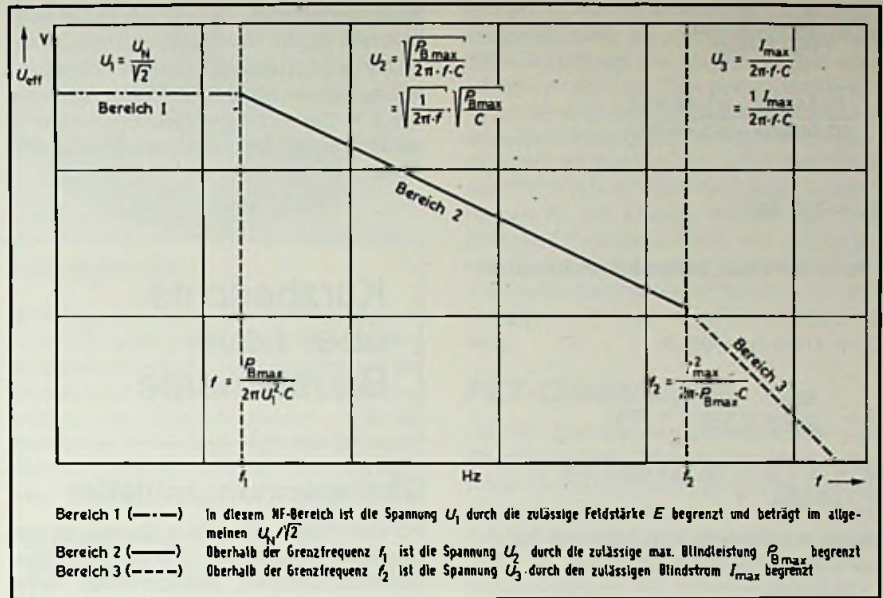


Tabelle 2. Toleranzen für den T_{KC} -Wert der Keramik 1 B (Siemens)

Keramik-Werkstoff	*Kurzzeichen	Internationale Kurzbezeichnung für Keramikttyp			Farbpunkt	Temperatur-Beiwert ²⁾ in $10^{-6}/^{\circ}C$	Permittivität ϵ	Verlustfaktor $\tan \delta$ in 10^{-3}	
		1 A	1 B	1 F				3)	max.
P 100	0-A	A	F	A	rot/violett	+ 100	≈ 13	$\approx 0,4$	1,5
NP 0	2-A	C	F	C	schwarz	± 0	≈ 39		
N 033	0-J	H	F	H	braun	- 33	≈ 41		
N 075	1-J	L	F	L	rot	- 75	≈ 43		
N 150	2-J	P	F	P	orange	- 150	≈ 45	$\approx 0,5$	2,0
N 220	3-J	R	G	R	gelb	- 220	≈ 45		
N 330	4-J	S	G	S	grün	- 330	≈ 48		
N 470	5-J	T	G	T	blau	- 470	≈ 51	1	3,0
N 750	6-J	U	H	U	violett	- 750	≈ 85		
N 1500	7-J		V	K	orange/orange	-1500	≈ 130	1	4,0
N 2200	3-A		K	L	gelb/orange	-2200	≈ 260		
N 4700	6-A		E	M	blau/orange	-4700	≈ 400		
N 5600	9-J		F	M	schwarz/orange	-5600	≈ 470		

Der Blindwiderstand X_L und X_C ergibt sich zu:

$$X_L = 6,28 \cdot 20 \cdot 10^3 \text{ Hz} \cdot 0,256 \text{ H} = 32,153 \text{ k}\Omega$$

$$R_{pL} = \frac{X^2}{R_{sL}} = \frac{(32,153 \text{ k}\Omega)^2}{99 \Omega}$$

$$R_{pL} = 10,44 \text{ M}\Omega$$

$$R_{pC} = \frac{1}{\omega \cdot C \cdot \tan \delta_c} =$$

$$= \frac{1}{6,28 \cdot 20 \text{ kHz} \cdot 247,6 \text{ pF} \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}$$

$$R_{pC} = 21,44 \text{ M}\Omega$$

IMRA-Bildröhrenversand

Seit 1959 mit dem größten Programm

Systemerneuerte und fabrikneue Bildröhren Color und Schwarz-Weiß.

Direkt ab Lager lieferbar.

Fordern Sie bitte unsere neue Preisliste an.

Unter Zusicherung schnellster Erledigung Ihrer Aufträge, erwarten wir gern Ihren Anruf.

IMRA-Bildröhrenversand A. Rütten

Kehrstraße 83, 4054 Nettetal 2 (Kaldenkirchen)
Telefon (0 21 57) 64 20

Elektronische Orgeln zum Selbstbau

Dr. Böhm-Orgeln sind unübertroffen vielseitig.

Sägezahn-, Rechteck- und Sinuserzeugung, 10chörig, voller Orgelklang und echte Instrumental-Klangfarben, alle modernen Spezialeffekte, Schlagzeug, BOHMAT.

Bauen Sie sich für wenig Geld Ihre Superorgel selbst!

Schon Zehntausende vor Ihnen, meist technische Laien, haben gebaut und sind begeistert!

Dr. Böhm

Gratis-Katalog anfordern!

Elektronische Orgeln und Bausätze - Postf. 2109/14/12
4950 Minden, T. 0571/5 2031



$$R_p = \frac{R_{pl} \cdot R_{pc}}{R_{pl} + R_{pc}} = \frac{10,44 \text{ M}\Omega \cdot 21,44 \text{ M}\Omega}{10,44 \text{ M}\Omega + 21,44 \text{ M}\Omega}$$

$$R_p = 7,02 \text{ M}\Omega,$$

oder anders (aus berechnetem Beispiel):

$$Q_L = 324, \quad Q_c = 1/\tan \delta_c = 666,7,$$

$$Q = \frac{666,7 \cdot 324}{666,7 + 324} = 218.$$

$$R_p = X \cdot Q = 32,153 \text{ k}\Omega \cdot 218 = 7,01 \text{ M}\Omega.$$

Mit Gl. 7 kann man nun noch die Bandbreite berechnen:

$$f_h - f_l = f_0 \cdot d = f_0/Q = 20 \text{ kHz} : 218$$

$$f_h - f_l = 92 \text{ Hz.} \quad (\text{Wird fortgesetzt})$$

Meldungen über neue Bauelemente

Halleffekt-Schalter. Texas Instruments stellt einen Halleffekt-Schalter in Halbleitertechnik vor. Der TL 170 arbeitet mit einer Hysterese von 2×10^{-2} T (200 Gauß). Die Versorgungsspannung beträgt 5 V. Der Ausgang mit offenem Kollektor ist TTL- und MOS-kompatibel. Bei einem Ausgangsstrom von 20 mA darf die Ausgangsspannung bis 30 V betragen. Der Leckstrom ist bei 20 V Ausgangsspannung nicht höher als 20 µA. In leitendem Zustand fließen 16 mA schon bei 40 mV.

Infrarot-Fernsteuersystem. Zum Senderbaustein SAB 3210 des Systems IR 60 von Siemens gibt es als zusätzliche Empfängerschaltung jetzt auch den Baustein SAB 4209 zum stufenlosen Einstellen von 4 Analogfunktionen.

Hochspannungs-Leistungstransistor. Solitron, vertreten durch die Bitronic GmbH, 8 München, erweitert das Angebot an PNP-Transistoren mit der Serie SDT 02353 bis SDT 02355. Wichtige Daten: $U_{CEO} = 300 \text{ V}$ bis 400 V , $I_C = 10 \text{ A}$, $P = 175 \text{ W}$, $f_T = 6 \text{ MHz}$, Gehäuse: T0-3.

Spannungsregler. Für Ströme bis 5 A eignet sich der im T0-3-Gehäuse untergebrachte 5-V-Spannungsregler LAS 1905 der Lambda Netzgeräte GmbH, 7590 Achern. Neben der thermischen Begrenzung und Strombegrenzung ist der IC durch einen Verlustleistungs-Begrenzer geschützt, der bei Vollast und zu hoher Eingangsspannung in Funktion tritt.

Spannungsregler. Der IC µA 78 CB von Fairchild für die Nennausgangsspannung 13,8 V verträgt bei ausreichender Wärmeableitung einen maximalen Ausgangsstrom von 2 A. Die maximale Verlustleistung wird mit 20 W angegeben. Gehäuse: T0-220 oder T0-3.

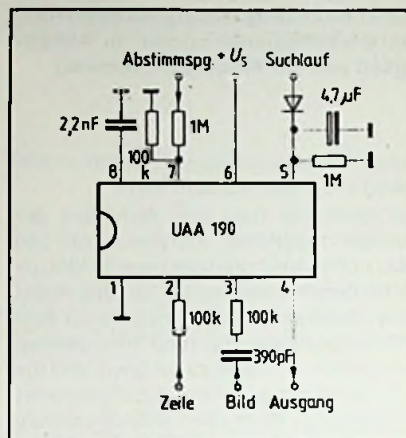
Kurzberichte über neue Bauelemente

Überspannungsableiter

Für den Schutz von 220-V-Geräten ist der Überspannungsableiter UCV 22 C der Firma Cerberus geeignet, den die Alfred Neye Enatechnik GmbH, 2085 Hamburg, in ihr Programm aufgenommen hat. Das Bauelement enthält die Parallelschaltung eines Varistors mit einem edelgasgefüllten Überspannungsableiter. Abhängig von der Anstiegsgeschwindigkeit der Überspannung und vom abzuleitenden Strom beträgt die Ansprechspannung 800 V bis 3 kV. Nach dem Ansprechen des Schutzelementes wird die Spannung über dem Ableiter auf 10 V begrenzt, unabhängig von der Größe des Ableitstromes. Damit der Überspannungsableiter bei länger anhaltender Belastung nicht beschädigt wird, ist eine zusätzliche Netztrennung notwendig. Diese Aufgabe erfüllt eine der Schutzeinrichtung und dem Verbraucher vorgeschaltete Schmelzsicherung. Elektromagnetische oder thermische Sicherungsautomaten dürfen aufgrund ihrer Trägheit nicht verwendet werden. Geräte mit einem Nennstrom bis 10 A können so vor Überspannungen aus induktiven Schaltvorgängen, atmosphärischen Entladungen und nuklearen elektromagnetischen Pulsen geschützt werden.

Abstimm balken im Fernsehbild

Mit dem Schaltkreis UAA 190 von Siemens kann bei der Sendereinstellung die Abstimmspannung in Form eines Balkens auf dem Bildschirm sichtbar gemacht werden. Der Balken wird mit 8 Zeilen geschrieben; seine Länge ist der Tuner-Abstimmspannung proportional. Betriebsbereit wird der Baustein, wenn das Sendersuchlaufsignal anliegt, da der interne Spannungsregler erst dann die auf 6 V geregelte Speisespannung bereitstellt. Funktionsweise: Die Horizontalsynchronimpulse takten einen 7-bit-Zähler, der den Ausgang für die Zeilen 88 bis 95 freigibt. Damit sind Lage und Breite des Abstimm balkens festgelegt. Die Länge der Balkeneinblendung wird mit einem Komparator



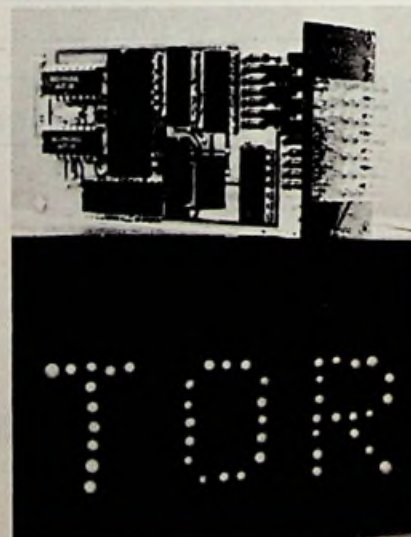
Schaltbeispiel für den IC UAA 190 (Siemens)

(Spannungs-Vergleicher) ermittelt. Dazu vergleicht man die Abstimmspannung mit einer zeilenfrequenten Sägezahnspannung und aktiviert den offenen Kollektorausgang für die Zeitdauer, in der die Sägezahnspannung kleiner ist als die am IC anliegende Abstimmspannung. Die für den Schaltkreis zulässige Betriebsspannung liegt zwischen 12 V und 18 V, der Ausgangsstrom darf maximal 15 mA betragen.

Alphanumerische Anzeige

64 verschiedene Zeichen (Buchstaben, Ziffern und Operationszeichen) lassen sich mit den alphanumerischen Anzeigeeinheiten AN 9, AN 25 und AN 50 der Siemens AG darstellen. Gebildet werden die Zeichen durch 35 im 6-Bit-ASCII-Code angesteuerte Leuchtdioden, die matrisenartig in 5 Spalten und 7 Zeilen angeordnet sind. Die Anzeigen sind 9 mm, 25 mm oder 50 mm hoch und können je nach Größe bis zu einer Entfer-

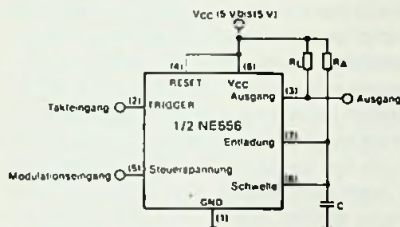
Alphanumerische Anzeige (Siemens AG)



nung von 20 m abgelesen werden. Alle Typen sind für die Ansteuerung mit TTL-Pegel geeignet; der Baustein AN 9 kann zusätzlich mit 24 V angesteuert werden. Die Ausführungen AN 25 und AN 50 gibt es mit roten, gelben und grünen Leuchtdioden, der Typ AN 9 ist dagegen nur mit roten Leuchtdioden erhältlich. Die Anzeigeeinheiten bestehen aus einer Matrix- und einer Schaltplatine, die über Steckkontakte miteinander verbunden sind. Durch das Aneinanderreihen von Einheiten lassen sich Anzeigefelder beliebiger Größe aufbauen.

Zeitgeber

Zwei Zeitgeber in einem DIL-Gehäuse stellt Texas Instruments mit dem Schaltkreis NE 556 N vor. Als Zeitgeber sind Verzöger-



Pulsbreiten-Modulator (Texas Instruments)

rungszeiten von Mikrosekunden bis zu einigen Minuten möglich. Die Außenbeschaltung besteht dabei aus nur einem Widerstand und einem Kondensator. Mit einem weiteren Widerstand ist der Betrieb als Oszillator möglich. Die Temperaturstabilität des Bausteins beträgt 0,0005 % je Grad Celsius (bezogen auf die Stabilität eines Intervalles). Der IC ist TTL-kompatibel und verträgt einen Ausgangsstrom von maximal 200 mA. Schwankungen der Betriebsspannung wirken sich wegen einer internen Spannungsteilung kaum aus.

Anwendungsgebiete: Impulsgeneratoren, Frequenzteiler, Pulsbreiten- und Pulsfrequenz-Modulatoren. Unverbindliche Preisempfehlung: 1,30 DM/Stück (ohne MWSt) bei Abnahme von 100 Stück.

Triac-Zelle

Mit den in der Automobilbranche üblichen Flachsteckern erfolgt der elektrische Anschluß der Triac-Zelle SC 160, die von der Nucletron Vertriebs GmbH, 8 München, angeboten wird. Die Spitzenspannung darf je nach Typ zwischen 200 V und 600 V betragen. Bei einer Gehäusestemperatur von 65 °C sind für den Dauerstrom maximal 25 A



Triac (Nucletron)

(Effektivwert) zulässig. Der Triac ist in einem vom Chip isolierten TO-3-Gehäuse untergebracht und arbeitet bei Temperaturen im Bereich von 0 °C bis 115 °C. Zur Triggerung werden bei Raumtemperatur maximal 50 mA/1,2 V benötigt. Für die kritische Spannungssteilheit sind 150 V/µs angegeben.

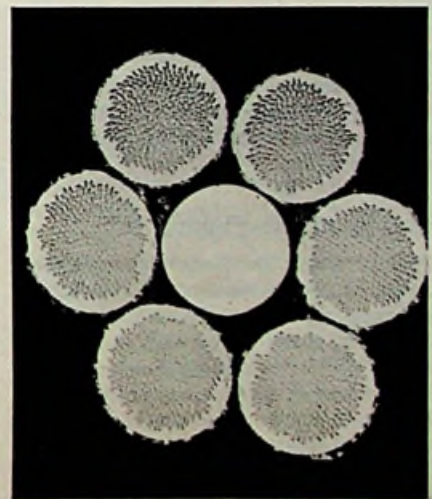
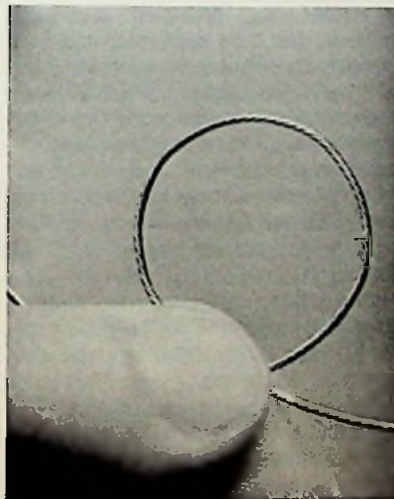
Alphanumerische LED-Anzeige

Die Anzeige MAN 2815 von Monsanto umfaßt acht rotleuchtende Zeichen von 3,43 mm Höhe. Jedes Zeichen besteht aus 14 Segmenten, mit denen sich alle Buchstaben des Alphabets, alle Ziffern und 26 Sonderzeichen darstellen lassen. Der Mittelwert des aufgenommenen Stromes darf 10 mA je Segment nicht überschreiten. Im Multiplex-

Betrieb, für den die Anschlüsse der Anzeige ausgelegt sind, ist ein Spitzenstrom von 250 mA zulässig. Die Moduln haben eine Länge von 35,3 mm und einen Zeichenabstand von 4,45 mm. Da sie sich fugenlos aneinanderreihen lassen, benötigt man für eine Zeile mit 32 Zeichen nur einen Ausschnitt von 142,2 mm in der Frontplatte. Anwendungen für die Anzeige ergeben sich bei Computer-Terminals, Meß- und Prüfgeräten, Tischrechnern sowie in Automobilen, Nachrichtenzentralen und Systemen für die Einlaßkontrolle oder Kreditkartenüberprüfung.

FET-Optokoppler

Die FET-Optokoppler der Serie H 11 F von General Electric (Vertrieb: Nucletron Vertriebs-GmbH, München) übertragen Signale mit einem Klirrgrad von nur 0,1%; die Schaltzeit von 15 µs macht das Bauelement auch für HF-Anwendung geeignet. Für Schalt-Aufgaben läßt sich der Innenwiderstand von 100 < bis 300 M< steuern. Die als Sender arbeitende 150-mW-Infrarotdiode kann mit 60 mA Gleichstrom oder mit Pulsströmen bis 3 A belastet werden. Der 300-mW-FET-Fotodetektor auf der Empfangsseite erlaubt Ströme bis zu 200 mA. Die Sperrspannung darf je nach Typ maximal 30 V oder 60 V betragen.



Die Herstellung von Drähten für die Supraleitung ist eine schwierige Aufgabe, weil das bestgeeignete Material, eine Legierung aus Niob und Zinn, außerordentlich brüchig ist. Um diese Schwierigkeit zu umgehen, haben General-Electric-Forscher nun ein neues Verfahren entwickelt: Zunächst wird ein dünner Kupferdraht gezogen, der hunderte feiner Niob-Fasern enthält. Nach dem Verzeilen wird der Draht verzinkt und in einem Ofen gegläht. Dabei wandert das Zinn durch das Kupfer und geht mit den Niob-Fasern die gewünschte Legierung ein. Die so gewonnenen Litzen und Kabel lassen sich leicht biegen und zu Spulen wickeln, ohne noch zu brechen. (Foto: Baier)

Anzeigenschluß für FUNK-TECHNIK, Heft-Nr. 15, vom 10. 8. 78
 — HiFi-Sonderheft —, Ist am 14. 7. 78

für Kfz, Maschinen, Werbung
PVC-Klebeschilder
 FIRMEN-BAU- u. Magnet-Schilder
 BICHLMEIER 82 Ro-Kastenau
 Erlenweg 17 Tel 08031/31315-71925

Fachhochschulen

Musik-Elektronik in der Ingenieurausbildung

Professor Herbert Walz, München

Ein neues und voraussichtlich zukunftsreiches Ausbildungsfach an Fachhochschulen ist die „Musik-Elektronik“. Da sich dieser Begriff noch nicht in unserem Sprachgebrauch eingebürgert hat, erläutert der Autor, welche Art Ausbildung mit diesem Begriff umschrieben werden kann.

Die Elektronik dringt in alle Tätigkeitsgebiete ein. Sie kennt keine Tabus. So ist sie auch auf das Gebiet der Musik vorgedrungen, ein Umfeld, in dem man der Technik ganz allgemein immer sehr reserviert gegenüberstand. In der Pop-Musik hat sich die Elektronik bereits so weit etabliert, daß ohne sie nichts mehr geht, im wahrsten Sinne des Wortes. Es finden hier nämlich nur mehr vollelektronische oder elektronisch verstärkte Instrumente Anwendung. Auch in der klassischen Musik ist die Elektronik bereits vielfach in Form von Akustik-Verbesserungsanlagen in die Konzertsäle eingezogen. Und in den Aufnahmestudios dominiert die Elektronik unangefochten.

Was ist Musik-Elektronik?

Darunter sollen alle jenen elektronischen Geräte verstanden werden, die heute in Zusammenhang mit Musik Anwendung finden. Die Palette dieser Geräte beginnt bei den elektronischen Musikinstrumenten, die hauptsächlich in der Popmusik benützt werden. Bis vor kurzem waren dies im wesentlichen nur E-Gitarre und E-Baß, sowie eine Gesangsanlage mit Mikrofonen, Hallgerät und Verstärker. Heute ist eine ganze Anzahl von elektronischen Tasteninstrumenten hinzugekommen, mit denen die unterschiedlichsten Klangfarben erzeugt und eine Viel-

zahl von konventionellen Instrumenten imitiert werden können. Das perfektteste, wenn auch aufwendigste Instrument dieser Art ist wohl der Synthesizer.

Heute wird nicht nur der Gesang verstärkt, sondern auch alle anderen konventionellen Instrumente, entweder über eigene Tonabnehmer oder über Mikrofon. Selbst der Rhythmus kann heute elektronisch erzeugt werden. Elektronische Rhythmusgeneratoren werden von Alleinunterhaltern gerne verwendet und sind deshalb in elektronischen Orgeln vielfach bereits eingebaut. Erstaunlicherweise werden heute auch in der geistlichen Musik elektronische Orgeln benutzt. Natürlich sind sie als Sakralorgeln ihrem Verwendungszweck vor allem klanglich angepaßt. Meist sind sie als Übergangslösung bis zur Anschaffung einer endgültigen Pfeifenorgel gedacht. Aber auch bei Pfeifenorgeln selbst ist mit der elektrischen Traktur oft schon die Voraussetzung geschaffen für elektronische Zusatzgeräte, beispielsweise einen elektronischen Speicher, um beliebige Registerkombinationen vorzuwählen, die dann auf Knopfdruck zur Verfügung stehen und blitzschnellen Klangfarbenwechsel ermöglichen. Lediglich in der klassischen Profanmusik werden heute keinerlei elektronische Musikinstrumente benützt, denn diese Musik wurde für ganz bestimmte Instrumente komponiert und sollte auch auf diesen gespielt werden.

Lediglich, wenn es um die Raumakustik geht, kann auch bei klassischer Musik Elektronik beteiligt sein, und zwar in Form einer sogenannten Akustik-Verbesserungsanlage. Sie ist in der Regel unsichtbar angeordnet und in ihrer Wirkung so dezent dosiert, daß sie als getrennte Schallquelle nicht wahrgenommen wird. Ihr wesentliches Merkmal ist darin zu sehen, daß von dezentral angeordneten Lautsprechern das Mu-

siksignal so verzögert abgestrahlt wird, daß es zum selben Zeitpunkt an das Ohr des Zuhörers trifft wie der Direktschall vom Konzertpodium. Damit wird es möglich, immer größeren Räumen eine Akustik zu verschaffen, die natürlich und ausgewogen klingt, ohne daß dies wie früher ausschließlich durch bauliche Maßnahmen zu geschehen hätte.

Am meisten Elektronik wird bei Musikproduktionen verwendet. Von dem riesigen Gerätearsenal, das hier zur Verfügung steht, soll nur der Teil zur Musik-Elektronik gezählt werden, von dem eine Beeinflussung der Musik erfolgt oder zumindest erfolgen kann. Auch beim heutigen Stand der Musik-Elektronik ist der Klang keine Selbstverständlichkeit, sondern erfordert eine sachkundige Bedienung der Aufnahmeapparatur. Dabei genügen rein technische Kenntnisse nicht; sie müssen durch musikalische Kenntnisse ergänzt werden. Gleiches, wenn auch in abgemilderter Form, gilt für die Wiedergabeapparaturen. Vielfach müssen deren Eigenschaften bereits bei der Aufnahme berücksichtigt werden. Bei den dazwischen liegenden Stufen der Musikproduktion, so wichtig sie auch sein mögen, kann davon ausgegangen werden, daß sie das einmal Aufgenommene exakt reproduzieren und insofern keinen Einfluß auf die musikalische Qualität haben, deshalb auch nicht zur Musik-Elektronik zu zählen sind.

Hinzugerechnet werden soll hingegen eine neue Generation von elektronischen Geräten der Musikproduktion, die es gestatten, direkt aus der Musik-Elektronik auf Band zu produzieren. Der Musiker hört nur noch zur Kontrolle seines Spiels über Kopfhörer mit. Auf diese Weise wird in den Aufnahmestudios der Synthesizer bereits eingesetzt. Neuerdings wird nun versucht, den Musiker, der die Tastatur bedient, zu ersetzen durch eine Steuerelektronik, die entsprechend programmiert wird, wobei man je nach System das Programm auch als maschinenlesbare Notenschrift bezeichnen kann. Gewiß entsprechen diese neuartigen Geräte in ganz besonderer Weise der hier versuchten Definition von Musik-Elektronik, denn sie sind in überzeugend eindeutiger Weise dem Grenzgebiet zwischen Musik und Elektronik zuzuordnen.

Praxisbezug für Elektronik-Vorlesung durch Musik-Elektronik

Die heutigen Geräte der Musik-Elektronik bestehen in der Regel im wesentlichen aus Feinmechanik und Elektronik; Optik kommt in geringem Umfang als Opto-Elektronik vor. Nun sind die drei Hauptwissensgebiete der Feinwerktechnik ebenfalls Feinmechanik, Elektronik und Optik. Angesichts dieser guten wissensmäßigen Übereinstimmung liegt es nahe, einer Elektronik-Vorlesung in der Fachrichtung Feinwerktechnik mit Hilfe

Herbert Walz lehrt als Professor an der Fachhochschule München im Fachbereich 06, Fachrichtung Feinwerktechnik, Technische Elektrizitätslehre und Elektronik. Durch seine berufliche Doppelausbildung angeregt – er studierte gleichzeitig Elektrotechnik und Musik – richtete der Autor in dem zu seiner Vorlesung gehörenden Praktikum ein Seminar „Musik-Elektronik“ ein.

der Musik-Elektronik einen aktuellen Praxisbezug zu verleihen sowie einschlägige Themen für Ingenieurarbeiten zu wählen. Es ist eine altbekannte Tatsache, daß Wissen leichter aufgenommen und behalten wird, wenn man weiß, wozu es dient. Dabei darf durchaus erkennbar werden, daß es sich bei der Musik-Elektronik um einen ganz speziellen Fundus für Beispiele handelt. Es muß nur soviel Allgemeingültigkeit gewahrt bleiben, daß jederzeit erkennbar ist, wie irgendein Bauteil, ein IC oder eine Schaltung entsprechend auf einem anderen Gebiet anzuwenden wäre. Sehr überzeugend kann man beispielsweise das Zusammenwirken von Elektronik und Feinmechanik an einem Tonbandgerät erläutern. Auch die ständig fortschreitende Verschiebung der Grenze zwischen Elektronik und Feinmechanik zugunsten der Elektronik läßt sich an den Entwicklungstendenzen auf dem Tonbandgerätesektor deutlich ablesen, beispielsweise am Übergang von der mechanischen zur elektronischen Logiksteuerung.

Dies sind Fragen von existentieller Bedeutung für die Zukunftschancen nicht nur von Ingenieuren der Feinwerktechnik; hierfür und für vieles mehr liefert die Musik-Elektronik ganz vorzügliche Beispiele. Dabei ist immer wieder das deutliche Interesse junger Leute an dieser Thematik festzustellen, wahrscheinlich hervorgerufen durch die starke Verbreitung von Plattenspielern, Tonbandgeräten, Cassetten-Recordern, E-Gitarren und elektronischen Orgeln. Man sollte sich diese Chance nicht entgehen lassen, damit den zweifellos schweren Stoff der Elektronik wirksam aufzulockern. Ein weiterer Gesichtspunkt, rein den Studienbetrieb betreffend, verdient hier Beachtung, nämlich die steigenden Studentenzahlen, die in zunehmendem Maße eine individuelle Betreuung der Studenten erschweren. Sicherlich wird nicht jeder Student dies in jedem Falle als Nachteil ansehen, ergibt sich doch dadurch die Möglichkeit, ungeliebte Fächer bequemer hinter sich zu bringen.

Allerdings sollte für interessierte Studenten sehr wohl die Möglichkeit zu stärkerem Engagement gegeben sein. Zu diesem Zweck wurde im Rahmen des zur Vorlesung gehörenden Praktikums ein Seminar „Musik-Elektronik“ eingerichtet. Während sich die Standardversuche mit grundlegenden Kapiteln der Elektrotechnik und Elektronik befassen und aus diesem Grunde Pflicht sind, findet das Seminar „Musik-Elektronik“ auf freiwilliger Basis statt, allerdings mit schriftlicher Anmeldung und damit bindend, um auch hier einen zielstrebigem Studienbetrieb zu gewährleisten. In kleinen Gruppen werden Tonbandaufnahmen klassischer Musik hergestellt. Im überwiegenden Teil des Seminars geschieht dies ohne Publikum, um jederzeit die Möglichkeit zu haben, das Geschehen zu erläutern und – ähnlich wie dies im Tonstudio geschieht – Fehler

herauszuschneiden. Die Musik bleibt professionellen Musikern vorbehalten. Auf diese Weise wird sichergestellt, daß die erstellten Aufnahmen technisch und musikalisch von gleichem Niveau sind. Anschließend an den studiomäßigen Betrieb werden sämtliche Stücke öffentlich, vor Publikum, aufgeführt und davon Live-Mitschnitte angefertigt. Sämtliche Aufnahmen werden einer gehör- und labormäßigen Untersuchung unterzogen, worüber die teilnehmenden Studenten eine Ausarbeitung verfassen, die zusammen mit den Ausarbeitungen der Standardversuche zum Leistungsnachweis des betreffenden Semesters zählt.

In Zukunft ist geplant, auch die Ergebnisse von Ingenieurarbeiten in das Seminar „Musik-Elektronik“ einzubeziehen. Hierbei handelt es sich um einschlägige Themen, wie Zeitsteuergeräte für Tonbandgeräte, elektronische Tongeneratoren, elektronische Schalter für Tonfrequenz-Wechselspannungen und ähnliches. Hier geht es um die Frage, inwieweit man Musik mit spezieller Elektronik synthetisch herstellen kann und ob sich eine maschinenlesbare Notenschrift finden läßt.

Musik-Elektronik – ein Milliardenmarkt

Die Musik-Elektronik ist kapitalintensiv und umsatzstark. Allein in der Bundesrepublik Deutschland werden Umsätze in Milliardenhöhe erzielt. Damit verbunden ist eine nicht unerhebliche Anzahl von Arbeitsplätzen. Angesichts der Tatsache, daß die Geräte der Musik-Elektronik überwiegend zeitgemäße Feinwerktechnik darstellen, wird man davon ausgehen können, daß Ingenieure der Feinwerktechnik für die berufliche Tätigkeit auf diesem Gebiet gute Voraussetzungen mitbringen. Diese weiter zu verbessern, ist ein Gesichtspunkt, der über das rein Didaktische hinaus auf das spätere Berufsleben zielt und so in besonderem Maße zum Wert der Musik-Elektronik für die Ausbildung von Ingenieuren der Feinwerktechnik beiträgt. □

Erdefunkstelle Raisting

Moderner Farbnormwandler auch für Privatkunden

Seit kurzem verfügt die Erdefunkstelle Raisting der Deutschen Bundespost über einen Farbnormwandler neuester Technik. Im Gegensatz zu den bisherigen, nach optischem Prinzip arbeitenden Geräten handelt es sich bei dem neuen Marconi B 3564 Digitalstandardskonverter um einen hochspezialisierten Computer. Damit konnte die Qualität der Normwandlung von Satellitenübertragungen wesentlich verbessert werden. Das Ge-

rät ist umschaltbar von NTSC auf Pal bzw. Secam und von Pal bzw. Secam auf NTSC. Ebenfalls neu beschafft wurden für die Erdefunkstelle Pal/Secam-Transcoder. Normwandler und Transcoder werden für Satellitenübertragungen eingesetzt. Neuerdings führt die Bundespost aber auch Normwandlungen für Privatkunden aus. Auskunft darüber gibt das Fernmeldeamt 1 in München. □

Präzisions-Meßtechnik

Stiefkind der Entwicklung?

Präzisions-Meßtechnik sei in der deutschen Industrielandschaft zu einer Art von Stiefkind geworden, erklärte der Präsident der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt (PTB), Professor D. Kind, vor Journalisten in Berlin. Während sich einst um die Physikalisch-Technische Reichsanstalt ein Kranz von Betrieben gerankt habe, die die Forschungen und Entwicklungen des staatlichen Instituts praktisch auswerten, werde dergleichen heute eher zur Ausnahme. Deshalb müßten wissenschaftliche und Entwicklungs-Labors aller Art ihre Geräte zum großen Teil im Ausland suchen, obschon das nötige Know-how auch in der Bundesrepublik Deutschland verfügbar wäre. Die deutsche Industrie habe sich aber vorzugsweise auf Geräte für die Bedürfnisse der Automation geworfen. Die bestehende Lücke, so Kind, biete gerade Klein- und Mittelbetrieben eine Chance, zumal Präzisions-Meßgeräte selten in Stückzahlen hergestellt werden, die für Großunternehmen interessant sind. Kind verwies nachdrücklich darauf, daß die Bundesanstalt im Rahmen der ihr übertragenen Aufgaben immer wieder selbst Meßgeräte entwickelt, die es noch nicht gibt. Von diesen Geräten könnten Interessenten alle Konstruktionsunterlagen zur Verfügung gestellt werden. Die Bundesanstalt biete solche Unterlagen an, finde aber nur relativ selten Partner. Dr. W. Baier

Terminkalender für Fachveranstaltungen

12.09. – 14.09.1978

Zürich

Semicon/Europa – Halbleiter-Fachmesse
Auskünfte: Semicon/Europa, Oberdorfstr. 28, CH-8001 Zürich

18.09. – 20.09.1978

Berlin

NTG-Fachtagung in Zusammenarbeit mit IEEE: Informations- und Systemtheorie in der digitalen Nachrichtentechnik

Leiterplatten-Montage**Automatische
Bestückung
nicht aufzuhalten**

Rund vier Sekunden dauert es, bis ein Bauelement manuell auf seine Leiterplatte montiert ist. Für diese Handarbeit muß man „Minutenkosten“ bis zu einer Mark kalkulieren. Die Lohnkosten einer einzigen Bestückung betragen nach Angaben des Fachverbandes Bauelemente der Elektronik im Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) zwischen vier und sieben Pfennig, mithin oft mehr, als der Wert des montierten Bauelements überhaupt ausmacht. Vor allem bei Widerständen führt dies zu krassen Diskrepanzen zwischen Herstellungs- und Montagekosten eines Bauelements. So ist man weltweit zunehmend bemüht, die Bestückungszeit mit Automaten auf eine Sekunde und weniger zu drücken. Die vom ZVEI-Fachverband angegebene Bestückungszeit (für axiale Bauelemente mit an beiden Seiten längsgerichteten Anschlußdrähten) setzt sich aus einem Vorbereitungsprozeß, während dessen die Drähte abgeschnitten und gebogen, ferner die Bauelemente in die nach Form und Polarität richtige Lage gebracht werden, und aus dem eigentlichen Montagevorgang auf die Leiterplatte zusammen. Die Teilzeiten für diese beiden Arbeitsschritte betragen im günstig-

sten Fall etwa 0,6 und 3,3 Sekunden, also rund vier Sekunden insgesamt. Maschineneinsatz findet bisher im wesentlichen nur bei der Vorbereitung statt.

Angesichts der Prognosen für die künftige Steigerung der Lohnkosten sind Fachleute der Ansicht, daß die automatische Bestückung nicht mehr aufzuhalten ist, wenn es nicht schon in Kürze ernsthafte Probleme in der Elektronik geben soll. Begonnen hat die Entwicklung in den USA, wo allein jährlich zwischen acht und zehn Milliarden Bauelemente verarbeitet werden. Mit sogenannten Sequenzen, welche die Bauelemente in der richtigen Reihenfolge und außerdem noch einmal elektrisch geprüft anbieten, ist es inzwischen möglich, nicht nur Widerstände und Dioden mit axialen Anschlußdrähten automatisch zu montieren, sondern auch integrierte Schaltungen, Stecker und Stifte. Radial bedrahtete Bauelemente – Anschlußdrähte nach einer Seite – nehmen in Japan eine bevorzugte Stellung ein. Entsprechend nimmt dort die Entwicklung von Bestückungsmaschinen für die Bauform ihren Anfang. Gegenwärtig dauert die Montage radial bedrahteter Bauelemente rund doppelt so lange wie die axiale. Vor allem maschinengerechte Gurtung entscheidet über Erfolge bei der Automatisierung. Für die Bauelemente-Hersteller und -Anwender der Bundesrepublik Deutschland werfen sich in der nächsten Zeit

einige Fragen auf, welche die Gurtbarkeit axialer Bauelemente ebenso betreffen werden, wie die von radialen Bauformen. Auch der ZVEI-Fachverband Bauelemente der Elektronik versucht mit seinem Arbeitskreis „Automatische Bestückung“ Orientierungshilfen und Richtlinien für die künftige Entwicklung aufzuzeigen. Nachdem z. B. die Gurtung radialer Bauformen bisher nur für ein schmales Typenband definiert ist, sind mit Sicherheit noch eine ganze Reihe von Änderungen und Ergänzungen für die Gurtungstechnik zu erwarten, welche auch die Herstellung von automatischen Bestückungsmaschinen betreffen werden. piv

**Meldungen über
dies und das**

Für das Bildschirmtext-System der Deutschen Bundespost, das wahrscheinlich in den achtziger Jahren eingeführt wird, entwickelte die SEL, Stuttgart, ein Modem-Versuchsmuster als Ultraschall zum Fernsprechapparat. Nach endgültiger Festlegung der Funktionen wird es möglich sein, das Modem unter Verwendung von integrierten Großschaltkreisen so klein auszuführen, das es in eine genormte Wanddose paßt.

Verlag und Herausgeber

Hüthig & Pflaum Verlag GmbH & Co.
Fachliteratur KG, München und Heidelberg

Verlagsanschriften:

Lazarettstraße 4 8000 München 19 Tel. (0 89) 18 60 51 Telex 5 29 408	Wilckensstraße 3-5 6900 Heidelberg 1 Tel. (0 62 21) 4 89-1 Telex 4 61 727
-------------------------------------------------------------------------------	------------------------------------------------------------------------------------

Gesellschafter:

Hüthig & Pflaum Verlag GmbH, München,
(Komplementär),
Hüthig GmbH & Co. Verlags-KG,
Heidelberg,
Richard Pflaum Verlag KG, München,
Beda Bohinger, München

Verlagsleitung:

Ing. Peter Eiblmayr, München,
Dipl.-Kfm. Holger Hüthig, Heidelberg.

Koordination:

Fritz Winzinger

Verlagskonten:

PSchK München 8201-800
Deutsche Bank Heidelberg 01/94 100
(BLZ 672 700 03)

Druck

Richard Pflaum Verlag KG
Lazarettstraße 4
8000 München 19
Telefon (0 89) 18 60 51
Telex 5 29 408

**FUNK
TECHNIK**

Fachzeitschrift für
die gesamte Unterhaltungselektronik

Erscheinungsweise: Zweimal monatlich.
Die Ausgabe „ZV“ enthält die regelmäßige
Verlegerbeilage „ZVEH-Information“.
Vereinig mit „Rundfunk-Fernseh-
Großhandel“

Redaktion

Chefredakteur:
Dipl.-Ing. Wolfgang Sandweg

Redakteure:

Curt Rint, Margot Sandweg

Redaktion Funk-Technik

Lazarettstraße 4
8000 München 19
Telefon (0 89) 18 60 51
Telex 5 29 408 plvl

Außenredaktion Funk-Technik
Redaktionsbüro W. + M. Sandweg
Weiherfeld 14
8131 Aufkirchen über Starnberg
Telefon (0 81 51) 58 69

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

Anzeigen

Anzeigenleiter:
Walter Sauerbreay
Hüthig & Pflaum Verlag
Anzeigenabteilung „Funk-Technik“
Postfach 20 19 20
8000 München 2
Telefon (0 89) 18 60 51
Telex 5 216 075 pfla

Paketanschrift:
Lazarettstraße 4
8000 München 19

Gültige Anzeigenpreisliste
Nr. 11 vom 1. 9. 1977

**Vertrieb**

Vertriebsleiter:
Peter Bornscheuer
Hüthig & Pflaum Verlag
Vertriebsabteilung
Wilckensstraße 3-5
6900 Heidelberg 1
Telefon (0 62 21) 4 89-1
Telex 4 61 727

Bezugspreis zuzüglich Versandkosten:
Jahresabonnement 80,- DM (im Inland
sind 6% Mehrwertsteuer eingeschlossen)
Einzelheft 3,50 DM
Kündlungsfrist:
Zwei Monate vor Quartalsende (Ausland:
Bezugsjahr)
Bei unverschuldetem Nichterscheinen keine
Nachlieferung oder Erstattung.



**3 Flüge
im Freiballon
zu gewinnen**

**Auf zu neuen
Umsatzhöhen.
Mit der VARTA-
Urlaubsaktion.**

Im Urlaub werden die meisten Batterien gebraucht. Deshalb macht VARTA jetzt ein großes Verbraucher-Preis Ausschreiben und fordert Ihre Kunden auf, rechtzeitig Batterien einzukaufen: Wenn's auf die Reise geht: Nimm VARTA mit!

3 Flüge im Freiballon sind zu gewinnen. Dazu: 3.333 Wasserbälle und 333 T-Shirts.

**Machen Sie mit. Sie verdienen mit.
Durch 6% Naturalrabatt!**

**Sie gewinnen mit. Denn gewinnt einer
Ihrer Kunden einen Ballonflug, fliegen
Sie mit.**

Fordern Sie jetzt das komplette Aktionspaket bei Ihrem Großhändler an: attraktive Displays, Teilnahme-karten und Fensterkleber.

Der eigentliche Name für Ihre Batterien.



Man nennt sie »Kleps«.

Die tägliche Arbeit im Elektro/Elektronik-Labor wird durch die HIRSCHMANN Klemmprüfspitzen »Kleps« einfacher. Ein Druck auf den Knopf – der Haken schiebt sich aus dem schlanken Schaft und sorgt für einwandfreien Kontakt an Lötflächen und Drähten.

Wenn Sie es z. B. mit schwer zugänglichen Stellen zu tun haben, entscheiden Sie sich für Klemmprüfspitzen mit besonders langem und flexiblem Schaft. Es gibt ein ganzes Programm – für jede Arbeit und für jedes Problem genau die Richtigen.

Wenn Sie sich noch nicht ganz sicher sind, ob Sie alle HIRSCHMANN Klemmprüfspitzen und alle anderen praktischen Laborhilfen von HIRSCHMANN kennen, fordern Sie Informationsmaterial an.

**Unsere
Alternative
heißt
Qualität**



Hirschmann

Richard Hirschmann
Radiotechnisches Werk
Richard-Hirschmann-Str. 19
D-7300 Esslingen/Neckar

Coupon für Prospekt
»Laborhilfen«



IV. 78. 44. 1

Sennheiser-Mikrofone

gebrauchsfertiges Wissen für
problemlose gute Tonübertragung

Profis und Semiprofis in aller Welt vertrauen auf Sennheiser-Mikrofone. Überall dort, wo man ein bewährtes gutes Mikrofon für sendereife Aufnahmen braucht, wählt man Sennheiser-Mikrofone. Weil sie von Fachleuten für Fachleute gemacht sind. Mit langjährigem Fachwissen und modernster Technik, das die weitest grundlegende Sennheiser-Patente. Erarbeitet für verschiedene Mikrofon-Typen, für verschiedene Aufnahmebedingungen.

Rohrrecht-Mikrofone, Reportage-Mikrofone, Studio-Mikrofone, Musiker-Mikrofone, die fast unsichtbaren drahtlosen Ansteck-Mikrofone und natürlich auch gute Amateur-Mikrofone. Eines so

gut wie das andere in Qualität, Robustheit und Zuverlässigkeit. Wenn Sie das Sennheiser-Mikrofon-Programm ausführlich kennenlernen wollen, schicken Sie uns einfach den Coupon zu.



Sennheiser electronic · 3002 Wedemark 2 · Postfach 530



Coupon
Ich möchte das
Sennheiser-Mikrofon-Programm
ausführlich kennenlernen.
Schicken Sie mir bitte
Ihre Druckschriften.

Hitachi kommt...



...mit der bahnbrechenden MOS-FET-Technologie.


Lassen Sie sich überzeugen, wie überzeugend Hitachi technische Probleme löst. Lernen Sie eine völlig neue Dimension im HiFi-Bereich kennen. Nutzen Sie die einmalige Möglichkeit, das technische Niveau und die Attraktivität Ihres Angebots zu erhöhen. Mit dem HMA-7500 und dem HCA-7500 von Hitachi.

Hochleistungs-Verstärker HMA-7500 mit MOS-FET-Technologie. 75 Watt Leistung pro Kanal. 20 Hz-20 kHz (8 Ohm) bei einer gesamten harmonischen Verzerrung von

nur 0,01 %. Sensationelle Leistungsbandbreite 5 Hz-100 kHz. Dämpfungs-Faktor 60 dB (20 Hz-20 kHz). Überdurchschnittlicher Signal-Rauschspannungsabstand 120 dB.

Hochleistungs-Vorverstärker HCA-7500.

Gesamte harmonische Verzerrung nur 0,01% (5 V Rec out). Signal-Rauschspannungsabstand 100 dB (Tape). Eingänge: Phono (1, 2), Tuner, Aux, Tape (1, 2). Muting. Rausch- und Rumpelfilter.

 **HITACHI – mehr Spaß an der Technik des Verkaufens**

Weitere Informationen über unser gesamtes Produkt-Programm erhalten Sie von:

Hitachi Sales Europa GmbH, Kleine Bahnstr. 8, 2000 Hamburg 54 · Hitachi Sales Warenhandels-Gesellschaft m.b.H., Kreuzgasse 27, 1180 Wien.