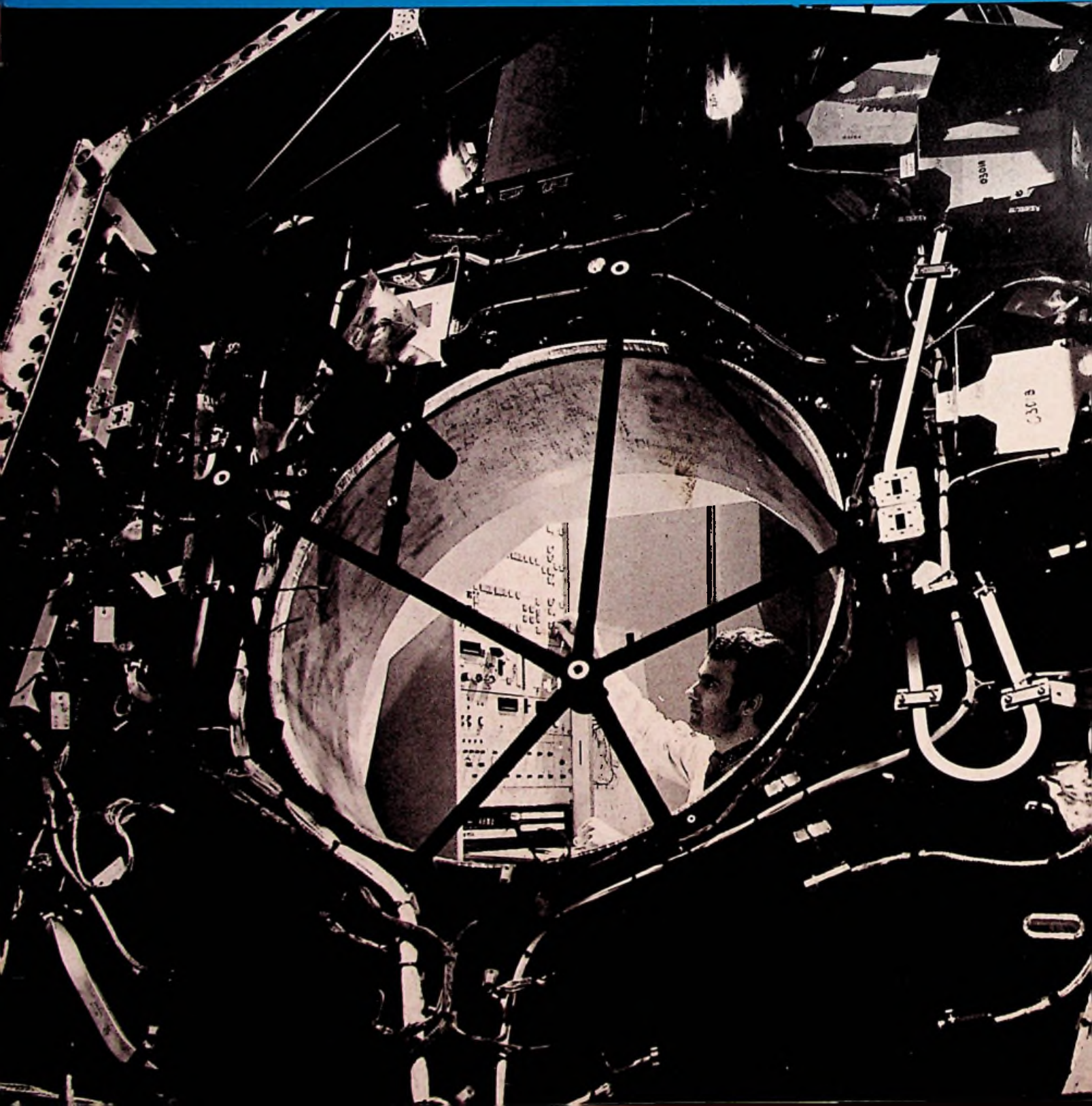


14

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

FUNK TECHNIK

Fachzeitschrift für die gesamte Unterhaltungselektronik





Warum es sich lohnt, eine HIRSCHMANN Gemeinschafts-Antennenanlage zu nehmen?

Langjährige Erfahrung.

Wir beherrschen auch schwierige Probleme, wie z. B. die UKW-Aufbereitung in Großgemeinschafts-Antennenanlagen zur Versorgung aller Teilnehmer mit einwandfreiem Stereo-Empfang.

Das komplette, ausgereifte Programm.

Wir bieten für jedes Problem die richtige Antennenanlage – vom Bungalow über den Altbau bis hin zur Großgemeinschafts-Anlage für ganze Stadtteile.

Die überzeugende Qualität.

Zuverlässigkeit und lange Lebensdauer sind typisch für HIRSCHMANN Gemeinschafts-Antennenanlagen und machen sie langfristig zur wirklich preiswerten Lösung.

Selbstverständlich werden bei allen Bauteilen die Vorschriften der Bundespost strikt eingehalten.

Die Montagefreundlichkeit.

HIRSCHMANN – das bedeutet einfache und wirtschaftliche Montage von der Antenne über den Verstärker bis zur Anschlußdose.

Der zuverlässige, bundesweite Service.

Er unterstützt alle Fachhändler und Fachinstallateure, die HIRSCHMANN Antennenanlagen errichten.

**Unsere
Alternative
heißt
Qualität**

III. 78. 32.



Hirschmann

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

FUNK TECHNIK

Werkstatteil: Werkstatt und Service

Ausbildung und Weiterbildung

Grundwissen für Praktiker. Bauelemente
der Elektronik, Teil 24:
Ge- oder Si-Fotodioden W & S 233

Hobby-Werkstatt

Kurzberichte über neue Hilfsmittel W & S 242
Anregung zum Nachbau. Geregelte Span-
nungsquellen, Teil 1:
Spannungsregler mit diskreten
Bauelementen W & S 243

Laborteil: Forschung und Entwicklung

Bauelemente der Elektronik

Schaltungs-Integration. Bedeutung der
Größtintegration für die
zukünftige Unterhaltungselektronik F & E 129
Kurzberichte über neue Bauelemente F & E 131

Systeme und Konzepte

Anzeige-Tafel. Bild-Display
für Sportstadien F & E 132

Personalien

Personelle Veränderungen F & E 133

Fachveranstaltungen

Terminkalender für Fachveranstaltungen F & E 133

Grundlagen

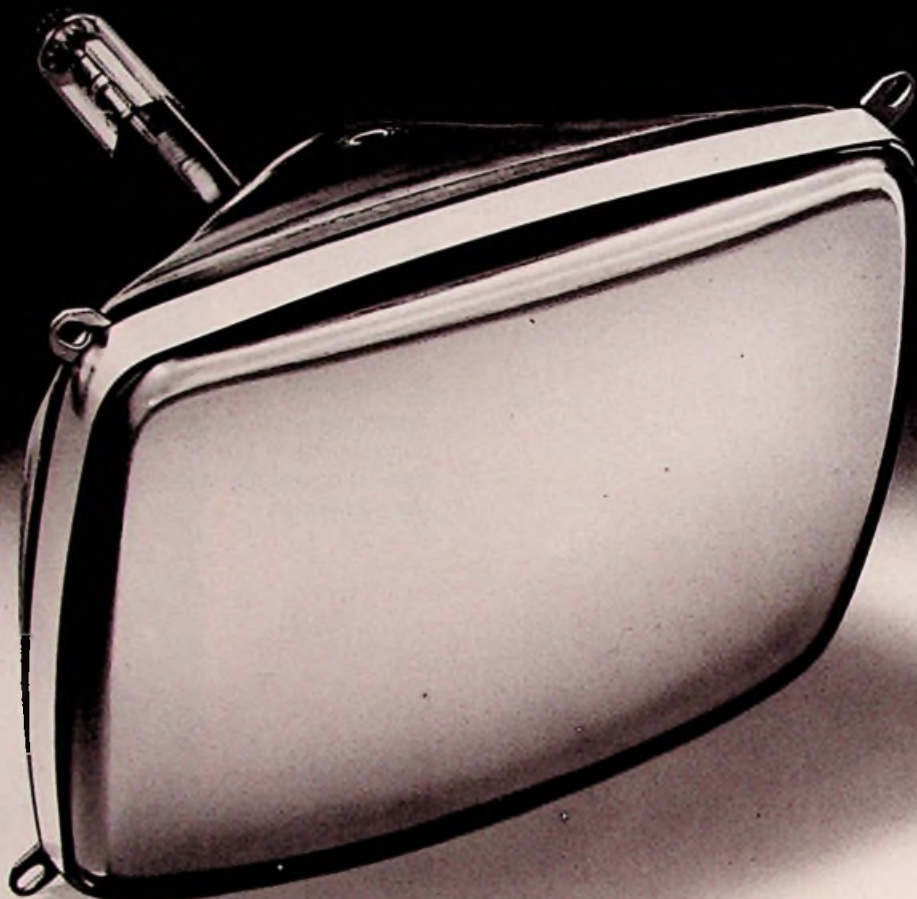
Grundschaltungen. Praxisgerechte Berech-
nung von Schwingkreisen, Teil 3:
Schwingkreise aus Leitungen F & E 134

Titelbild

Für den zweiten europäischen Versuchs-Satelliten (Orbital Test Satellite) OTS 2 entwickelte AEG-Telefunken die Nutzlast, den Transponder für die Nachrichtenübertragung, mit zwei 40-MHz-Kanälen zur Übertragung von Fernseh-Signalen oder „langsamen“ TDMA-Signalen (TDMA – Time Division Multiple Access), die einer Kapazität von 1600 Fernsprechanälen entsprechen, und zwei 120-MHz-Kanälen zum Übertragen von „schnellen“ TDMA-Signalen, entsprechend 2×5000 Telefonkanälen. Unser Bild zeigt den OTS-Transponder im Prüffeld. (Bild: AEG-Telefunken)

M 31 - 140

Monitorröhre für Datensichtgeräte



Bei Daten-Sichtgeräten werden hohe Anforderungen an die Bildqualität, Zeichenauflösung, Helligkeit und Schärfeverteilung über das gesamte Sichtfeld gestellt.

Die Röhre M 31 - 140, Ablenkwinkel 90° , ist mit einem speziell entwickelten System ausgerüstet und erfüllt alle Bedingungen, die für ein ermüdungsfreies Arbeiten an einem Bildschirm-Arbeitsplatz notwendig sind.

Entsprechend der Wünsche des Anwenders ist die Röhre mit verschiedenen Leuchtschirmen lieferbar. Für besondere Anforderungen kann die Röhre auch mit einer zusätzlichen Grauglas-Scheibe mit mattierter Oberfläche geliefert werden.



*Datensichtgerät
im praktischen Einsatz*

Technische Daten

Heizung: 6,3 V / 300 mA
Beschleunigungsspannungen:
 U_{ACC1} 600 V
 U_{ACC2} 16 kV

Bildschirmdiagonale 31 cm
Ablenkwinkel: 90°
Baulänge max.: 310 mm

Wir senden Ihnen gerne Datenblätter für die Röhren und dazugehörige Ablenkmittel.

AEG-TELEFUNKEN
Serienprodukte
Röhren und Baugruppen
Söflinger Straße 100
7900 Ulm (Donau)
Telefon: (07 31) 191 658
Telex: 71 26 01



Technische
Elektronenstrahlröhren von
AEG-TELEFUNKEN

Grundwissen für den Praktiker

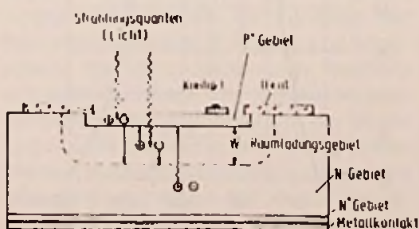
Bauelemente der Elektronik

Teil 24: Ge- oder Si- Fotodioden

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.

Fotodioden und Fotoelemente unterscheiden sich nur durch ihre Anwendung. Fotodioden werden nur in Sperrichtung beansprucht, wobei die zulässige Sperrspannung je nach Typ zwischen 10 und

Bild 1. Schematischer Aufbau einer Fotodiode, Grenze der Raumladungszone gestrichelt (Siemens)



30 V liegt. Wie bei jeder anderen Diode fließt auch hier ein temperatur- und spannungsabhängiger Sperrstrom, der Dunkelstrom (Beleuchtung Null an der Sperrschicht). Für die Anwendung als Fotodiode soll dieser Dunkelstrom möglichst gering sein, da seine Größe die Anwendung der Fotodiode bei geringer Beleuchtungsstärke begrenzt.

Wird die dünne und lichtdurchlässige Sperrschicht einer Fotodiode (Bild 1) beleuchtet, also von Lichtquanten getroffen, so wird die Lichtenergie absorbiert, und dafür werden Elektronen-Löcherpaare erzeugt. Die durch die Lichtabsorption erzeugten Ladungsträger vergrößern nun den Sperrstrom. Für den gesamten Sperrstrom kann man schreiben:

$$I_R = I_{R0} + I_P \quad (1)$$

I_{R0} – Dunkelstrom

I_P – Photostrom

Damit der gesamte Sperrstrom im wesentlichen nur von der Beleuchtung, also vom Photostrom I_P abhängt, muß der Dunkelstrom sehr klein gegenüber dem Photostrom sein.

$$I_P \cong (10 \dots 100) \cdot I_{R0} \quad (2)$$

Bei Si-Fotodioden liegt der Dunkelstrom bei einigen Nanoampere bis etwa 30 nA (bei 25 °C); Ge-Fotodioden weisen einen Dunkelstrom in der Größe von rd. 15 µA auf. Solche Fotodioden sind also in dieser Beziehung etwa um den Faktor 1000 schlechter als Si-Fotodioden und werden deshalb auch kaum mehr verwendet. In Bild 2 ist der Dunkelstrom I_{R0} (I_R) als Funktion der anliegenden Sperrspannung U_R und in Bild 3 als Funktion der Umgebungstemperatur T_U dargestellt. Den Photostrom I_P kann man berechnen, sofern vom Hersteller die notwendigen Daten (Quantenausbeute η , Wellenlänge der Fotoempfindlichkeit sowie Größe der lichtempfindlichen Fläche) angegeben werden. Unter der Quantenausbeute η versteht man denjenigen Prozentsatz an Elektronen, der z. B. von 100 Photonen (Lichtquanten) in der Sperrschicht freigesetzt wird. Sie muß immer kleiner als 1 sein und beträgt nach den Angaben der Hersteller

$$\eta = 0,7 \dots 0,92 \quad (3)$$

Die Energie eines Photons beträgt:

$$Q_0 = h \cdot f = \frac{h \cdot c}{\lambda} \quad (4)$$

h – Plancksche Konstante

($6,625 \cdot 10^{-34}$ Ws²)

c – Lichtgeschwindigkeit

($3 \cdot 10^8$ m/s)

λ – Wellenlänge

Die gesamte bestrahlte Fläche absorbiert nun eine Leistung, die sowohl der Anzahl

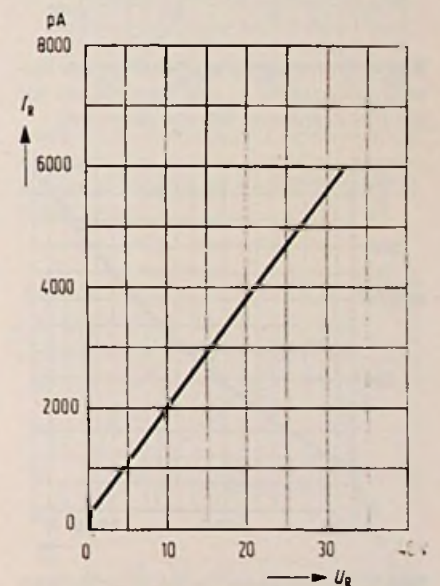
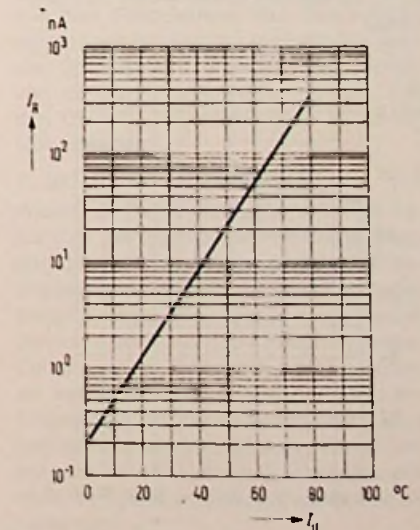


Bild 2. Dunkelstrom I_{R0} als Funktion U_R für die PIN-Fotodiode BP 104 (Siemens)

Bild 3. Dunkelstrom I_{R0} als Funktion der Temperatur für die PIN-Fotodiode BP 104 (Siemens)



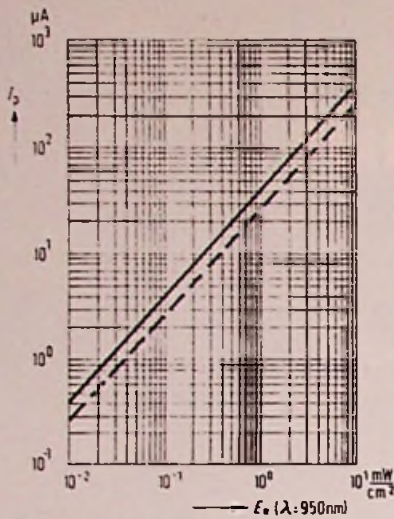


Bild 4. Fotostrom I_p als Funktion der Bestrahlungsstärke E_e mit Streugrenze für die PIN-Fotodiode BP 104 (Siemens)

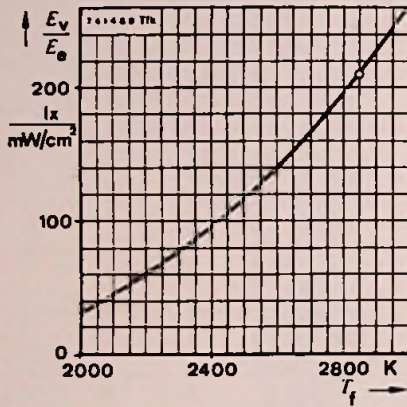
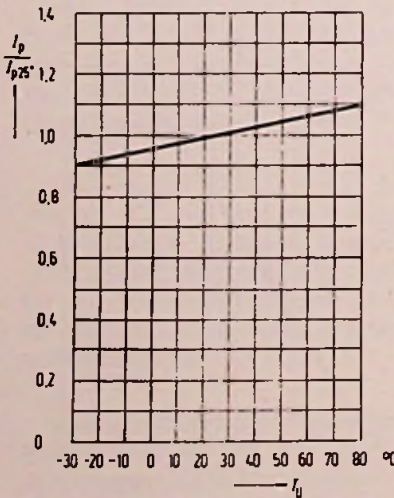


Bild 5. Verhältnis der Beleuchtungsstärke E_v zur Bestrahlungsstärke E_e in Abhängigkeit von der Farbtemperatur T_f (Telefunken)

Bild 6. Relative Änderung des Fotostromes I_p in Abhängigkeit von der Temperatur T_U für die PIN-Fotodiode BP 104 (Siemens)



der Photonen je Sekunde wie auch der Energie eines Photons proportional ist.

$$\Phi_o = N \cdot Q_o \quad (5)$$

N – Anzahl der Photonen je Sekunde
 Q_o – Energie eines Photons
 Φ_o – gesamte aufgenommene Strahlung

Die gesamte aufgenommene Strahlung berechnet sich aus der Bestrahlungsstärke und der Fläche zu:

$$\Phi_o = E_e \cdot A \quad (6)$$

E_e – Bestrahlungsstärke
 A – lichtempfindliche Fläche

Aus Gl. 5 und 6 kann die Anzahl der Photonen je Sekunde bei gegebener Bestrahlungsstärke berechnet werden:

$$N = \frac{\Phi_o}{Q_o} = \frac{E_e \cdot A \cdot \lambda}{h \cdot c} \quad (7)$$

Aus Gl. 7 und der Definition des Stroms (Produkt aus Elementarladung und Zahl der Elektronen je Sekunde) kann der Fotostrom I_p berechnet werden.

$$I_p = e \cdot N \cdot \eta \quad (8)$$

e – Elementarladung ($1,6 \cdot 10^{-19}$ As)

Die Quantenausbeute η mußte hier eingefügt werden, weil nicht jedes einfallende Photon ein Elektron auslöst. Man kann also für Gl. 8 unter Verwendung von Gl. 7 schreiben:

$$I_p = \frac{e}{h \cdot c} \cdot E_e \cdot A \cdot \lambda \cdot \eta \quad (9)$$

Der erste Teil von Gl. 9 enthält nur Elementar-Konstanten, die immer gleich sind und deshalb zu einer Konstanten K zusammengefaßt werden sollen.

$$K = \frac{e}{h \cdot c} = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As}}{6,625 \cdot 10^{-34} \text{ Js}^2 \cdot 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}}$$

$$K = 0,805 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{V} \cdot \text{m}}$$

Damit wird aus Gl. 9:

$$I_p = 0,805 \cdot 10^6 \frac{1}{\text{Vm}} \cdot E_e \cdot A \cdot \lambda \cdot \eta \quad (10)$$

Beispiel: Es soll der Fotostrom für die Fotodiode BP 104 (Siemens) bei einer Bestrahlungsstärke von 1 mW/cm^2 berechnet werden. Daten dieser Diode: Bestrah-

lungsempfindliche Fläche $A = 5,06 \text{ mm}^2$; Quantenausbeute $\eta = 0,92$; Wellenlänge der maximalen Fotoempfindlichkeit $\lambda = 950 \text{ nm} = 950 \cdot 10^{-9} \text{ m}$.

$$I_p = \frac{0,805 \cdot 10^6}{\text{V} \cdot 10^3 \text{ mm}} \cdot \frac{10^{-3} \text{ VA}}{(10 \text{ mm})^2} \cdot 5,06 \text{ mm}^2 \cdot 950 \cdot 10^{-9} \text{ m} \cdot 0,92$$

$$I_p = 3560 \cdot 10^{-9} \text{ A}$$

$$I_p = 35,6 \mu\text{A}$$

Vergleicht man diesen Wert mit der angegebenen Fotoempfindlichkeit von $40 (\geq 25) \frac{\mu\text{A}}{\text{cm}^2/\text{W}}$,

so ergibt sich eine sehr gute Übereinstimmung. Ist die spektrale Fotoempfindlichkeit gegeben, so kann auch hieraus der Fotostrom I_p bei einer gegebenen Bestrahlungsstärke berechnet werden.

$$I_p = S \cdot E_e \cdot A \quad (11)$$

S – spektrale Fotoempfindlichkeit
 E_e – Bestrahlungsstärke
 A – lichtempfindliche Fläche

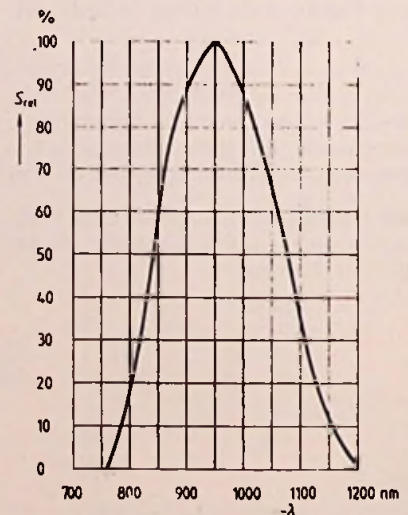
Beispiel: Es soll nunmehr der Fotostrom I_p für dieselbe Fotodiode BP 104 bei $E_e = 1 \text{ mW/cm}^2$ und einer lichtempfindlichen Fläche von $5,06 \cdot 10^{-2} \text{ cm}^2$ mit Gl. 11 berechnet werden. $S = 0,71 \text{ A/W}$.

$$I_p = 0,71 \frac{\text{A}}{\text{W}} \cdot \frac{10^{-3} \text{ W}}{\text{cm}^2} \cdot 5,06 \cdot 10^{-2} \text{ cm}^2$$

$$I_p = 35,9 \mu\text{A}$$

Dies ist aber der gleiche Wert, wie er mit Gl. 10 berechnet wurde.

Bild 7. Relative spektrale Empfindlichkeit mit Maximum im nahen Infrarotbereich (950 nm) für die PIN-Fotodiode BP 104 (Siemens)



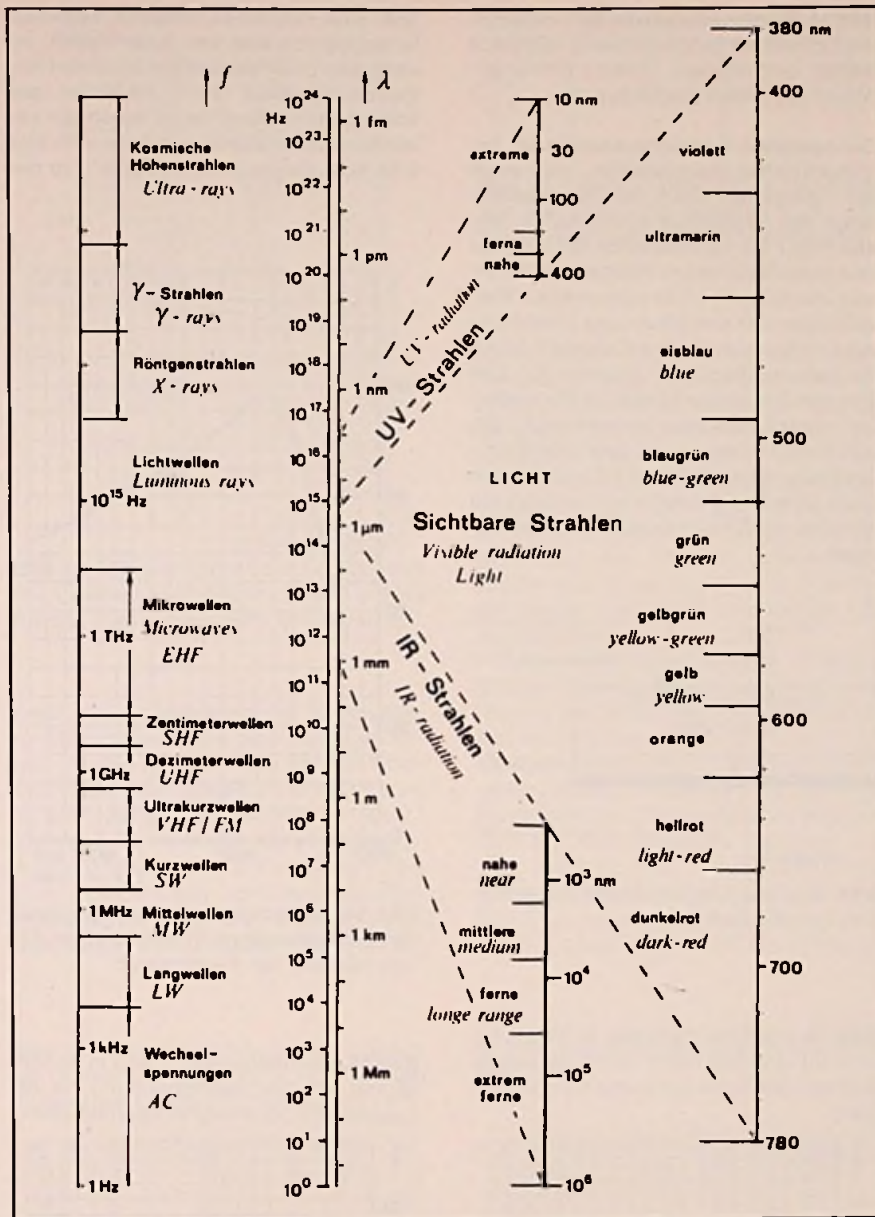


Bild 8. Darstellung des gesamten Strahlungsspektrums von den längsten technischen Wellen bis zu den kürzesten kosmischen Höhenstrahlen unter besonderer Hervorhebung des sichtbaren Bereiches (Siemens)

Häufig wird vom Hersteller der Fotodioden der Fotostrom I_f in Abhängigkeit von der Bestrahlungsstärke angegeben. Aus Bild 4 kann z. B. bei $E_e = 1 \text{ mW/cm}^2$ der Fotostrom von $40 \mu\text{A}$ entnommen werden. In manchen Datenbüchern wird der Fotostrom nicht als Funktion der Bestrahlungsstärke, sondern als Funktion der Beleuchtungsstärke E_v (E_A) in Lux angegeben. Bei einer gegebenen Bestrahlungsstärke hängt die Beleuchtungsstärke von der Farbtemperatur der Strahlungsquelle ab. Meistens wird eine ungefilterte Strahlung der Wolfram-Lampe mit einer Farbtemperatur von 2856 K (Normlicht A nach DIN 5033) angegeben. In Bild

5 ist der Zusammenhang zwischen Bestrahlungsstärke E_e und Beleuchtungsstärke E_v in Abhängigkeit von der Farbtemperatur T_f angegeben. Die Farbtemperatur des Normlichtes A ist durch einen kleinen Kreis in der Kurve gekennzeichnet. Bei diesem Wert kann man allgemein setzen:

$$\frac{E_v}{lx} = \frac{210 \cdot E_e}{\text{mW/cm}^2} \quad (12)$$

Für andere Farbtemperaturen muß der Wert aus der Kurve nach Bild 5 entnommen werden. Sie reicht nur bis zu Temperaturen von 3000 K , was für technische Lichtquellen völlig ausreichend ist. Es

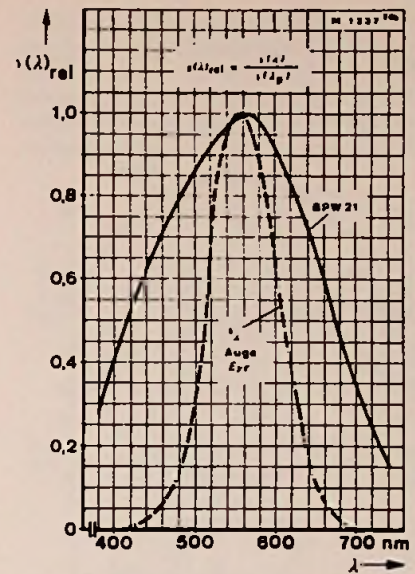


Bild 9. Relative spektrale Empfindlichkeit mit Maximum bei der höchsten Augenempfindlichkeit für die Fotodiode BPW 21 (Telefunken)

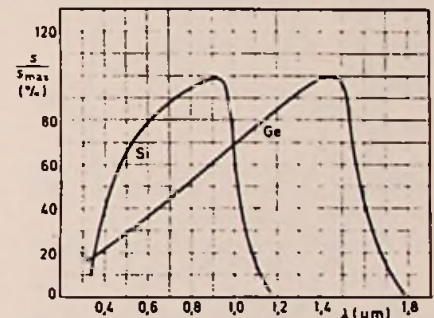


Bild 10. Vergleich zwischen den Empfindlichkeitsmaxima von Si- und Ge-Fotodioden (Valvo)

gibt kein Material, das bei höheren Temperaturen betrieben werden kann. Soll mit dem Fotoelement das Sonnenlicht empfangen werden, so muß hierfür etwa die Oberflächentemperatur der Sonne von rd. 6000 K genommen werden. Für den Umrechnungsfaktor nach Gl. 12 erhält man dann:

$$E_v (lx) = 1000 \cdot E_e (\text{mW/cm}^2) \quad (13)$$

Wie schon Gl. 10 gezeigt hatte, ist der Fotostrom bei gegebener Fotodiode (Also gegebenen Werten von A , λ und η) der Bestrahlungsstärke bzw. mit Gl. 12 auch der Beleuchtungsstärke direkt proportional. Das kann auch aus Bild 4 erkannt werden. Soll ein hoher Fotostrom erzielt werden, so kann dies bei gegebener Bestrahlungsstärke nur durch eine große Fläche geschehen, wie ebenfalls aus Gl. 10 hervorgeht. Der Fotostrom T_p steigt bei höherer Temperatur leicht an, wie aus Bild 6 hervorgeht.

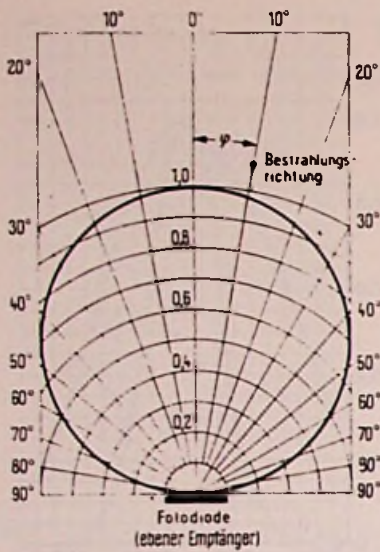


Bild 11. Richtcharakteristik der Fotoempfindlichkeit mit großem (oben), mittlerem (Mitte) und kleinem (unten) Öffnungswinkel (Siemens/Telefunken)

Die spektrale Empfindlichkeit jedes fotoelektrischen Bauelementes, also auch der Fotodiode, hängt von der Wellenlänge der gegebenen Strahlung ab, wie aus Bild 7 für die Fotodiode BP 104 (berechnetes Beispiel) zu ersehen ist. Um einen Überblick über die verwendeten Wellenlängen des sichtbaren und unsichtbaren Lichtes zu bekommen, wurde in Bild 8 die gesamte Skala der Strahlen von den längsten bis zu den kürzesten Wellenlängen unter besonderer Hervorhebung des sichtbaren Lichtes dargestellt. Das Strahlungsmaximum nach Bild 7 gehört also nach Bild 8 nicht mehr zum sichtbaren Bereich, sondern zum nahen Infrarotbereich.

Soll eine Fotodiode dieselbe Empfindlichkeitskurve wie das Auge haben, so kann dies unter Verlust von absoluter Fotoempfindlichkeit durch Bedecken der lichtempfindlichen Fläche durch ein selektives Filtermaterial geschehen. In Bild 9 ist zum Vergleich ein anderer Typ ge-

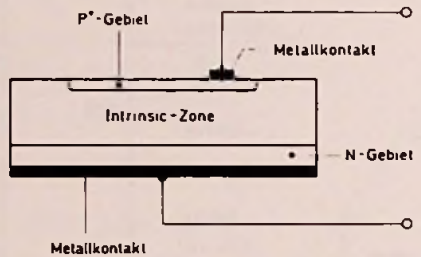
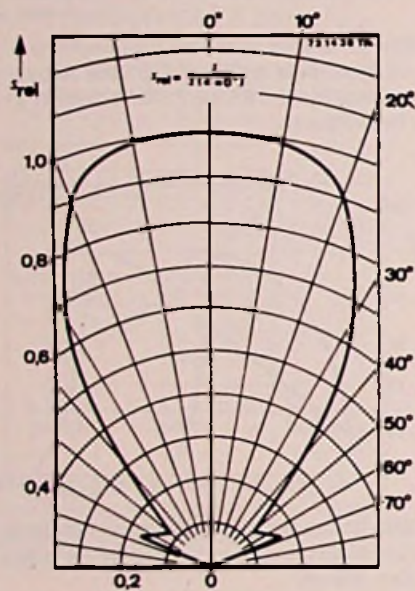


Bild 12. Schematische Darstellung einer PIN-Fotodiode (Valvo)

Bild 13. Verstärkungsfaktor M für die Lawinen-Fotodiode BPW 28 in Abhängigkeit von der Sperrspannung U_R (Telefunken)

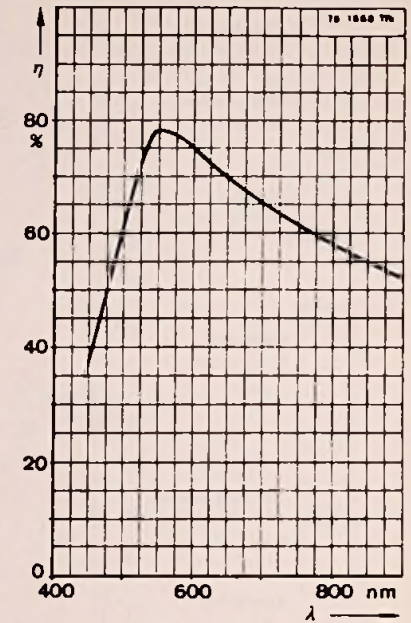
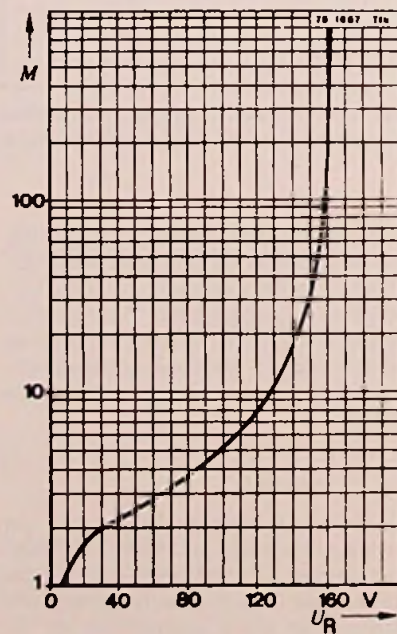
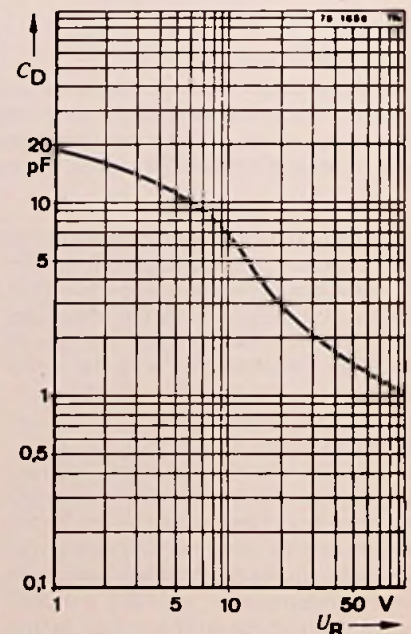


Bild 14. Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Wellenlänge für die Lawinen-Fotodiode BPW 28 (Telefunken)

Bild 15. Sperrkapazität C_s (C_D) in Abhängigkeit von der Sperrspannung für die Lawinen-Fotodiode BPW 28 (Telefunken)



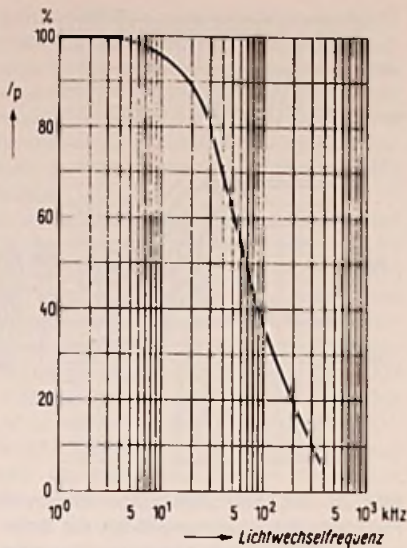


Bild 16. Mittlerer Fotostrom als Funktion der Lichtwechselfrequenz (Relativwerte) für das Fotoelement BPY 64 (Siemens)

zeigt, dessen Maximum der Strahlungsempfindlichkeit beim Maximum des Auges (rd. 550 nm) liegt. Die absolute Empfindlichkeit (auf gleiche Fläche bezogen) ist aber fast um den Faktor 9 geringer. Während die maximalen Strahlungsempfindlichkeiten der Si-Fotodioden bei 800 . . . 950 nm, also im nahen Infrarotbereich, liegen, haben Ge-Fotodioden eine maximale Empfindlichkeit bei noch län-

Bild 17. Kurzschlußstrom I_k als Funktion der Beleuchtungsstärke E_o (E_A) für das Fotoelement BPW 21 (Telefunken)

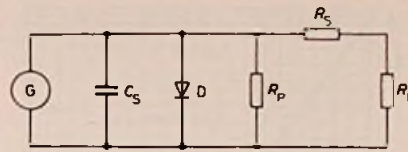
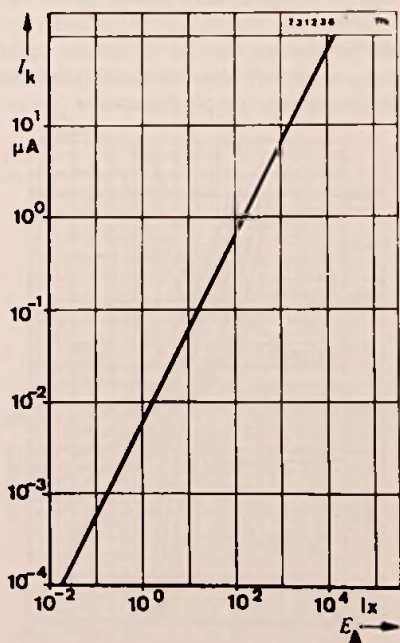
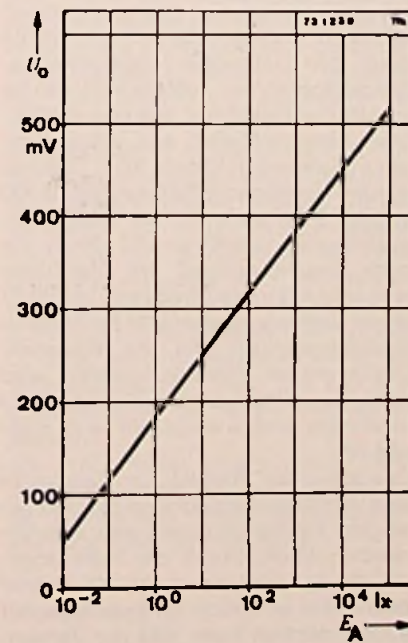


Bild 18. Leerlaufspannung U_o als Funktion der Beleuchtungsstärke E_o (E_A) für das Fotoelement BPW 21 (Telefunken)

geren Wellen, wie zum Vergleich in Bild 10 gezeigt wird. Das ist aber auch so ziemlich der einzige Vorteil der Ge-Dioden, weil dann sichtbares Licht weniger störend in Erscheinung tritt. Der größte Fotostrom ergibt sich, wenn die einfallende Strahlung senkrecht auf die fotoempfindliche Fläche trifft. Je nach Ausgestaltung des Fensters (planparallele Fläche oder Linse) ergibt sich entweder ein großer oder auch ein kleiner Öffnungswinkel.

In Bild 11 a ist eine Fotodiode mit einem großen Öffnungswinkel ($S = 120^\circ$, gerechnet bei halber relativer Empfindlichkeit nach beiden Seiten) und in Bild 11 b eine solche mit einem wesentlich geringeren Öffnungswinkel ($S = 70^\circ$) gezeigt. Noch kleinere Öffnungswinkel ergeben sich mit linsenförmigen Fenstern, wie zum Vergleich Bild 11 c (allerdings hier für einen Fototransistor) erkennen läßt. Soll eine hohe Fotoempfindlichkeit erreicht werden, dann muß die lichttemp-

Bild 19. Ersatzschaltbild für ein Fotoelement



findliche Fläche relativ groß sein. Das bedeutet aber gleichzeitig eine große Kapazität und große Schaltzeiten (μs). Einen Ausweg bietet die PIN-Fotodiode, bei der zwischen dem P-dotierten und dem N-dotierten Bereich noch eine Intrinsic-schicht

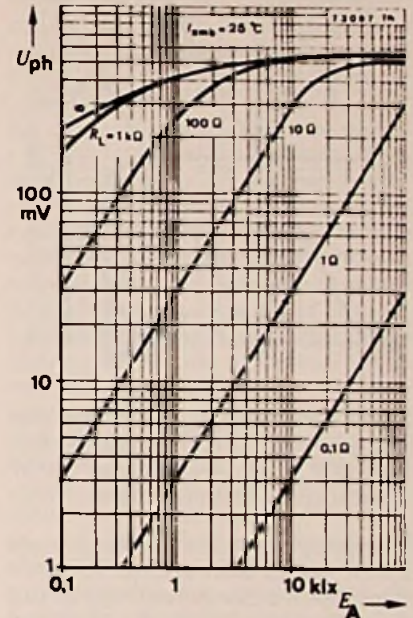
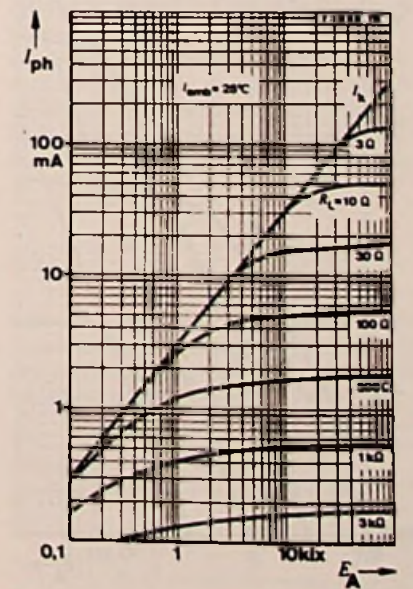


Bild 20. Fotospannung U_p (U_{ph}) als Funktion der Beleuchtungsstärke E_o (E_A) für das großflächige Fotoelement BPY 70 mit verschiedenen Lastwiderständen als Parameter (Telefunken)

Bild 21. Fotostrom I_p (I_{ph}) als Funktion der Beleuchtungsstärke E_o (E_A) für das großflächige Fotoelement BPY 70 mit verschiedenen Lastwiderständen als Parameter (Telefunken)



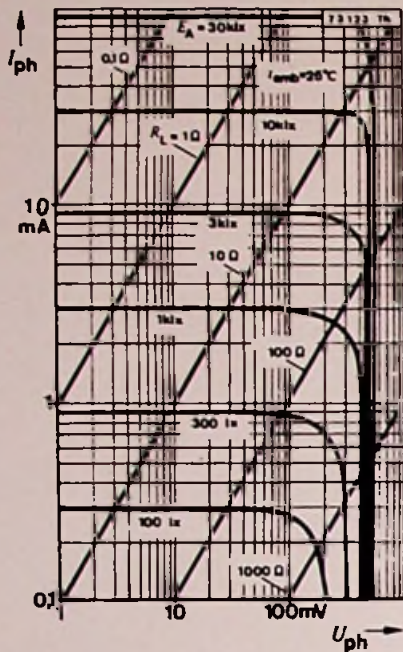


Bild 22. Fotostrom I_P (I_{ph}) als Funktion der Fotospannung U_P (U_{ph}) für das Fotoelement BPY 70 mit verschiedenen Lastwiderständen als Parameter (Telefunken)

(I) eingefügt ist. Bild 12 zeigt den prinzipiellen Aufbau einer solchen PIN-Fotodiode. Durch diesen Aufbau ergeben sich Kapazitäten von wenigen Picofarad (besonders bei höheren Sperrspannungen)

Bild 23. Abgebbare Leistung P_0 als Funktion der Beleuchtungsstärke E_a (E_A) für das Fotoelement BPY 70 mit verschiedenen Lastwiderständen als Parameter (Telefunken)

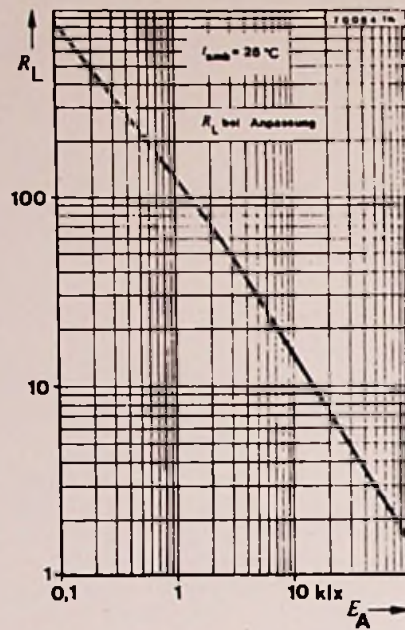
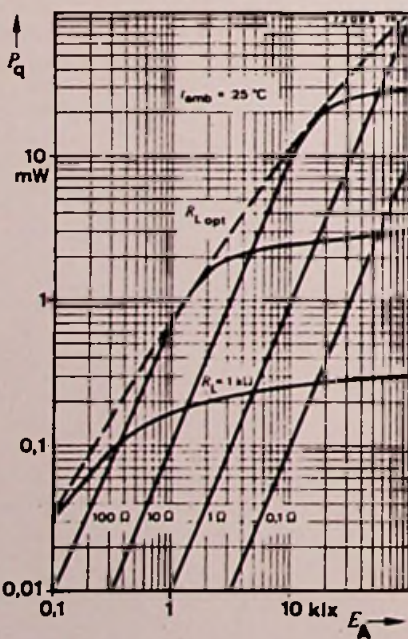


Bild 24. Optimaler Lastwiderstand $R_{L,opt}$ als Funktion der Beleuchtungsstärke für das Fotoelement BPY 70 (Telefunken)

und Schaltzeiten im Nanosekunden-Bereich. PIN-Fotodioden werden deshalb besonders als Empfänger für Lichtimpulse im Nanosekunden-Bereich und für HF-modulierte Strahlung eingesetzt. Da bei diesen Dioden der Dunkelstrom außerdem besonders niedrig ist, können noch sehr geringe Bestrahlungsstärken (bis herunter zu Sternenlicht) empfunden werden.

Eine spezielle Abart der Fotodiode stellt die Avalanche (Lawinen-) Fotodiode dar. Sie wird in der Nähe des Volumendurchbruchs bei sehr hohen Sperrspannungen betrieben. In diesem Bereich werden die durch den Lichteinfall ausgelösten Ladungsträger so weit beschleunigt, daß sie zusätzliche Elektronen aus dem Kristallgitter herausschlagen, was zum gesteuerten Lawinendurchbruch führt. Dadurch werden Verstärkungsfaktoren bis zu 100 erzielt. Dies bedeutet ein hohes Signal/Rausch-Verhältnis und durch die hohe Geschwindigkeit der Elektronen eine sehr hohe Grenzfrequenz. In Bild 13 ist der Verstärkungsfaktor M bei höheren Sperrspannungen gut zu erkennen. Durch diesen Verstärkungseffekt wird auch der lichtelektrische Wirkungsgrad besonders groß, wie aus Bild 14 zu ersehen ist.

Das maximale Produkt aus Bandbreite und Verstärkungsfaktor liegt bei dem geeigneten Typ bei 200 GHz, also außerordentlich hoch. Durch die hohe angewandte Sperrspannung von 100 V oder noch mehr wird auch die Sperrkapazität außerordentlich klein, was der Verwen-

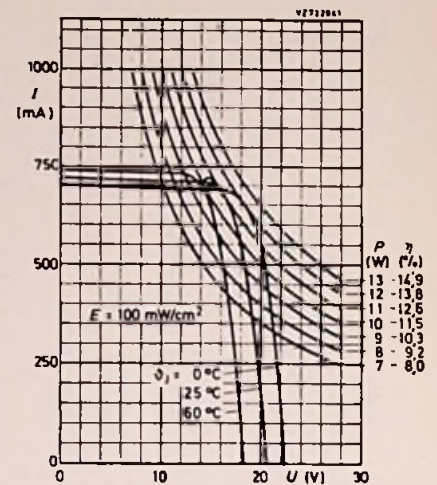
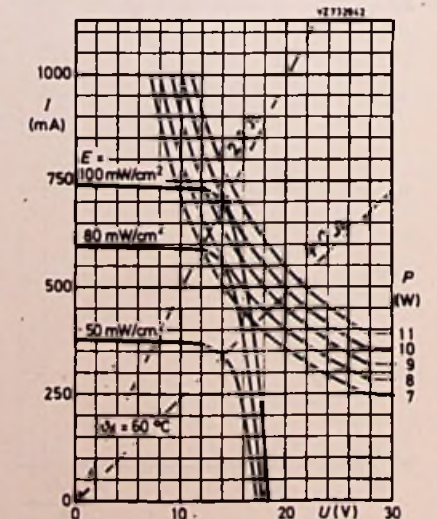


Bild 25. Maximal abgegebener Strom als Funktion der Spannung U für die Solarbatterie BPX 47 A mit verschiedenen Kristalltemperaturen als Parameter (Valvo)

dung bei hohen Frequenzen zugute kommt. In Bild 15 ist die Sperrkapazität in Abhängigkeit von der Sperrspannung aufgetragen.

Der Nachteil solcher Lawinen-Fotodioden liegt in der erforderlichen hohen Konstanz der Sperrspannung, besonders wenn in der Nähe des Durchbruches bei hohen Verstärkungsfaktoren gearbeitet wird. Fotoelemente werden nur in Durchlaßrichtung, d. h. ohne Sperrspannung, aber auch ohne von außen zugeführte Durchlaßspannung betrieben. Sofern ein

Bild 26. Maximal abgegebener Strom I als Funktion der Spannung U bei einer Kristalltemperatur von 60 $^\circ\text{C}$ für die Solarbatterie BPX 47 A mit verschiedenen Bestrahlungsstärken als Parameter (Valvo)



bestimmter Typ ausdrücklich als Fotodiode und Fotoelement bezeichnet wird, kann er für beide Verwendungszwecke eingesetzt werden. Bei Typen, die nur als Fotoelement deklariert sind, beträgt die Sperrspannung nur 1 V, so daß ein Betrieb in Sperrichtung als Diode nicht möglich ist.

Je nach Größe der lichtabsorbierenden Fläche liegt die Kapazität der Sperrschicht bei einigen 100 pF bis zu 100 nF; bei sehr großflächigen Fotoelementen (Solarzellen) wird die nicht interessierende Kapazität nicht angegeben. Für ein bestimmtes Bauelement ist die Kapazität im Elementbetrieb jedenfalls viel größer als im Betrieb als Fotodiode, weil die Kapazität bei steigender Sperrspannung stark sinkt. Deshalb können für höhere Frequenzen nur kleinflächige Fotoelemente verwendet werden. Manche Hersteller geben auch den relativen Fotostrom als Funktion der Lichtwechselfrequenz an, wie es in Bild 16 gezeigt wird. Bis zu Frequenzen am Ende des tonfrequenten Bereiches, also bis zu rd. 20 kHz, ist eine Übertragung noch ohne weiteres möglich; bei höheren Frequenzen fällt die Kurve schon zu steil ab. Im Gegensatz zu den Fotodioden ist hier die Grenzfrequenz sehr viel niedriger.

Beim Betrieb als Fotoelement wandern die erzeugten Ladungsträger durch die Sperrschicht, und zwar die Löcher zum P-Gebiet und die Elektronen zum N-Gebiet; es entsteht eine Spannung an den äußeren Klemmen. Wird das Fotoelement mit einem niedrigen Widerstand belastet und damit praktisch kurzgeschlossen,

Bild 27. Abgebare Leistung P als Funktion der Spannung U für die Solarbatterie BPX 47 A mit verschiedenen Kristalltemperaturen als Parameter (Valvo)

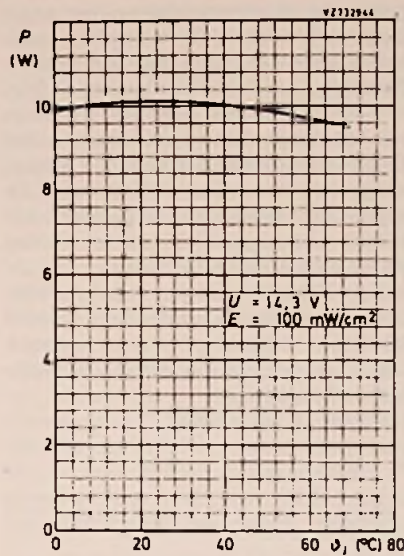
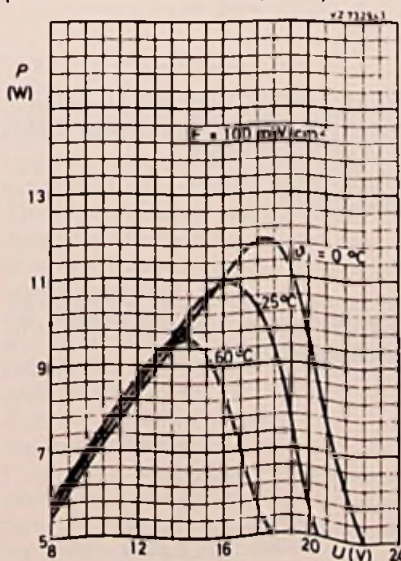


Bild 28. Abgebare Leistung P als Funktion der Kristalltemperatur für eine bestimmte Spannung $U = 14,3$ V bei maximaler Bestrahlungsstärke von 100 mW/cm^2 (Valvo)

dann ist der Fotostrom – auch Kurzschlußstrom genannt – genauso wie beim Betrieb als Fotodiode streng proportional der Bestrahlungs- bzw. der Beleuchtungsstärke. In Bild 17 ist diese Abhängigkeit dargestellt.

Um die Wirkungsweise des Fotoelementes besser verstehen zu können, soll kurz auf das Ersatzschaltbild nach Bild 18 eingegangen werden. Der von G in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke gelieferte Fotostrom fließt über die Diode D und den Belastungswiderstand R_L , zu dem noch der Reihenwiderstand R_s (Bahnwiderstand) in Reihe liegt. Ein geringer Anteil fließt auch noch durch den Parallelverlustwiderstand R_p , wodurch die Elementspannung besonders bei kleinen Beleuchtungsspannungen vermindert wird. R_s fällt besonders bei hohen Beleuchtungsstärken und den damit verbundenen höheren Strömen störend ins Gesicht. Um diesen Effekt zu verkleinern, wird bei Fotoelementen zur Energiegewinnung (Solarzellen) der Reihenwiderstand R_s durch viele fingerförmige Zuleitungen klein gehalten. Die Kapazität C_s bildet mit dem Lastwiderstand R_L ein zeitbestimmendes Glied, das das Frequenzverhalten bei hohen Frequenzen bestimmt.

Wie schon früher gezeigt wurde, hängt der Strom in einer Diode exponentiell mit der anliegenden Spannung zusammen, und zwar nach der Gleichung

$$U = U_T \cdot \ln \left(\frac{I}{I_R} + 1 \right) \quad (14)$$

Die Leerlaufspannung des Fotoelementes hängt logarithmisch von der Beleuchtungsstärke ab, während der Kurzschlußstrom eine lineare Funktion ergibt. Aus Bild 17 und Bild 19 sind diese Zusammenhänge gut zu erkennen.

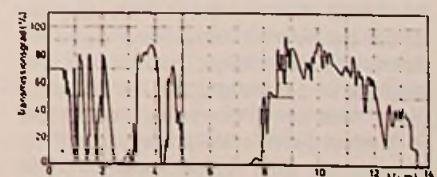
Wird das Fotoelement belastet, so stellt sich je nach Größe des Belastungswiderstandes mehr der Leerlauf oder mehr der Kurzschlußfall ein. In den Bildern 20 und 21 sind einmal die Fotospannung U_p (U_{ph}) und das andere Mal der Fotostrom I_p (I_{ph}) als Funktion der Beleuchtungsstärke dargestellt.

Bei kleinen Belastungswiderständen, z. B. 1Ω , ergibt sich bis zu hohen Beleuchtungsstärken ein linearer Zusammenhang zwischen Fotospannung und Beleuchtungsstärke, weil eben der hier noch fließende Kurzschlußstrom eine lineare Funktion der Beleuchtungsstärke darstellt. Das ist auch aus Bild 21 zu erkennen: dort ist bei $R_L = 1 \Omega$ noch keine Abweichung von der Kurzschlußlinie zu ersehen. Je geringer der Belastungswiderstand gewählt wurde, um so geringer ist auch absolut die Fotospannung. Soll eine lineare Abhängigkeit der Spannung von der Beleuchtungsstärke zum Durchsteuern eines Verstärkers erzielt werden, so muß der Belastungswiderstand so ausgewählt werden, daß bei der höchsten vorkommenden Beleuchtungsstärke die Kennlinien gerade beginnen, umzubiegen.

Soll jedoch eine möglichst große Leistung aus dem Fotoelement entnommen werden, so muß der Belastungswiderstand so bemessen werden, daß ein möglichst großer Strom und eine möglichst große Spannung vorhanden sind. Nach Bild 22 ist das dann der Fall, wenn die Lastwiderstandsgerade bei der jeweils angeschriebenen Beleuchtungsstärke die Mitte des Bogens der Kennlinie schneidet. Für $R_L = 100 \Omega$ bei $E_A = 1 \text{ klx}$ ist dies sehr gut zu erkennen.

Die Größe des optimalen Belastungswiderstandes ist aber keine konstante Größe, sondern hängt von der vorhandenen Beleuchtungsstärke ab. Man kann diesen Zusammenhang auch so darstellen, wie

Bild 29. Relativer Transmissionsgrad (Durchlässigkeit) der Erdatmosphäre in Abhängigkeit von der Wellenlänge der Strahlen (Valvo)



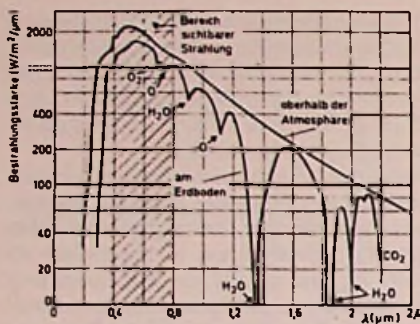


Bild 30. Bestrahlungsstärke des Sonnenlichtes in Abhängigkeit von der Wellenlänge der Strahlen mit verschiedenen Absorptionsstellen (Valvo)

es Bild 23 zeigt. Für einen bestimmten Bereich der Beleuchtungsstärke kann nur ein mittlerer Belastungswiderstand genommen werden. Dann ist die Anpassung und damit auch die maximal mögliche Leistung nicht immer optimal, aber auch nicht ganz falsch.

Beispiel: Es soll mit Fotoelement BPY 70 bei Beleuchtungsstärken zwischen 1000 bis 10 000 lx eine möglichst große Leistung entnommen werden. Wie groß ist etwa der optimale Lastwiderstand zu wählen und wie groß ist die Leistung bei $E_A = 5 \text{ klx}$?

Nach den Bildern 22 und 23 liegt der optimale Belastungswiderstand auf jeden Fall zwischen 10Ω und 100Ω . Als Mittelwert bei der logarithmischen Teilung ist etwa 40Ω zu entnehmen. Die entnehmbare Leistung beträgt rd. 5 mW. Eine noch einfachere Darstellung zur Bestimmung des optimalen Lastwiderstandes bietet Bild 24 für den selben Typ des Fotoelementes.

Fotoelemente für größere Leistungen werden auch Solarzellen oder Solargeneratoren genannt. In den Bildern 25 bis 28 sind verschiedene Kennlinien der Solarbatterie BPX 47 A, die aus 34 in Reihe geschalteten Zellen von 57 mm Durchmesser besteht, dargestellt. Die in den meisten Bildern eingetragene Bestrahlungsstärke von 100 mW/cm^2 entspricht einer Leistung von 1 kW/m^2 und stellt die in Mitteleuropa maximal erreichbare Strahlungsleistung (klarer Himmel, Meereshöhe, Sonne im Zenit) dar. Dieser Wert entspricht auch etwa einer Beleuchtungsstärke von 100 000 lx.

Betrachtet man die Temperaturabhängigkeit der Spannung und des Stromes nach Bild 25, so erkennt man, daß der Strom bei höherer Temperatur sinkt, die Spannung aber steigt. Die maximal entnehmbare Leistung (bei Anpassung) bleibt also im Temperaturbereich bis 60°C etwa gleich, wie auch aus Bild 28 zu ersehen ist. Eine Anpassung an diese

maximale Strahlungsleistung hat allerdings nicht allzuviel Sinn, da diese Idealverhältnisse nur selten gegeben sind.

Beispiel: Es soll für die Solarbatterie BPX 47 A einmal bei einer Bestrahlungsstärke von 100 mW/cm^2 und dann bei der halben Bestrahlungsstärke der optimale Anpassungswiderstand bestimmt werden. Es sollen die jeweiligen Leistungen bestimmt und begründet werden, welche Anpassung günstiger erscheint.

a) $E_e = 100 \text{ mW/cm}^2$: Hier ergibt sich der optimale Anpassungswiderstand zu etwa 20Ω (Schnittpunkt in den Kurvenbogen). Die Leistung bei maximaler Bestrahlungsstärke beträgt:

$$P_1 = 14 \text{ V} \cdot 0,7 \text{ A} = 9,8 \text{ W}$$

und bei halber Bestrahlungsstärke: $P_2 = 6,8 \text{ V} \cdot 0,37 \text{ A} = 2,5 \text{ W}$.

b) $E_e = 50 \text{ mW/cm}^2$: Hier ergibt sich ein optimaler Anpassungswiderstand von 40Ω .

$$P_1 = 16,5 \text{ V} \cdot 0,41 \text{ A} = 6,77 \text{ W}$$

und $P_2 = 14 \text{ V} \cdot 0,35 \text{ A} = 4,9 \text{ W}$.

Rechnet man nun damit, daß die geringere Bestrahlung viel häufiger ist, was sicher zutrifft, so ist die Anpassung hierfür viel besser. Außerdem ändert sich bei dieser Anpassung auch die abzugebende Leistung viel weniger als bei Anpassung an maximale Bestrahlung. Am besten wäre natürlich eine Anpassung, die sich nach den jeweiligen Bestrahlungsverhältnissen dauernd ändert; dies dürfte aber nicht so einfach zu verwirklichen sein.

Sollten keine solchen Kurven zur Verfügung stehen, so kann der optimale Anpassungswiderstand auch allgemein aus dem Quotienten der Leerlaufspannung, geteilt durch den Kurzschlußstrom berechnet werden.

$$R_{L \text{ opt}} = \frac{U_L}{I_k} \quad (15)$$

Die zur Zeit auf dem Markt vorhandenen Solargeneratoren sind für den allgemeinen Gebrauch noch viel zu teuer, weil das hier verwendete Silizium für Weltraumbedingungen brauchbar sein muß. Da aber auf der Erde durch die Filterwirkung der Atmosphäre die ionisierenden Partikel weitgehend ausgeschaltet sind, brauchen terrestrische Solargeneratoren keinen so hohen Anforderungen zu genügen. Es ist also zu hoffen, daß für eine weitgehende Anwendung von Solargeneratoren bald wesentlich billigere und den Anforderungen genügende Solarzellen zur Verfügung stehen.

Daß die Atmosphäre von der Strahlung der Sonne durchaus nicht alles durchläßt, ist aus den Bildern 29 und 30 gut zu erkennen. Si-Zellen mit ihrem Maximum der Empfindlichkeit bei $0,8 \dots 0,9 \mu\text{m}$ liegen also recht günstig.

Von den vielen Möglichkeiten der Anwendung von Fotodioden zeigt Bild 31

zwei Schaltungen, wobei hier nur die beiden Zustände »Ein« - »durchgeschalteter Transistor« und »Aus« - »gesperrter Transistor« interessieren. Im Teilbild a ist eine Dunkelschaltung realisiert: bei nichtbeleuchteter Fotodiode ist der Transistor T über R_1 voll durchgesteuert. Eine Durchsteuerung des Transistors bedeutet, daß zwischen Kollektor und Emitter nur noch eine kleine Sättigungsspannung von einigen Zehntel Volt vorhanden ist. R_1 muß so bemessen werden, daß im ungünstigsten Fall bei kleinster Stromverstärkung des Transistors noch soviel Basisstrom fließen kann, daß der Transistor genügend übersteuert ist. Die Fotodiode wird praktisch nicht belastet, da im Dunkelzustand nur der sehr kleine Dunkelstrom von wenigen Nanoampere fließt und im Hellzustand nur der kleine, durch R_1 begrenzte Basisstrom. Bei Beleuchtung der Fotodiode fließt der vorher in die Basis hineingeflossene Strom durch die Fotodiode D ab; außerdem entsteht an deren Kathode eine negative Fotospannung, die den Transistor sicher sperrt. Die Hellschaltung im Teilbild b arbeitet genau umgekehrt: bei Dunkelheit sperrt die Fotodiode D den Basisstrom zum Transistor T, so daß dieser gesperrt wird. Bei Beleuchtung fließt ein entsprechend

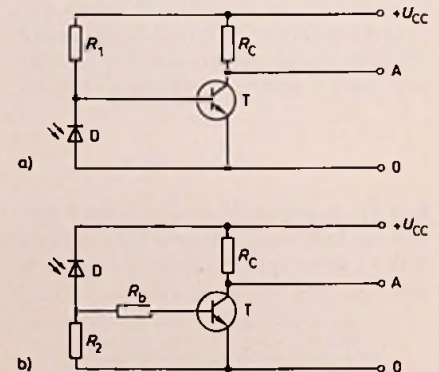
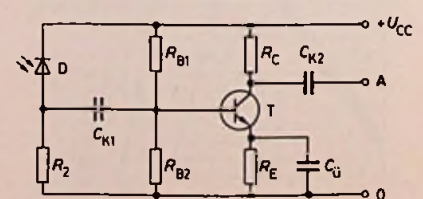


Bild 31. Grundschaltungen für das Ansteuern eines Transistors mit einer Fotodiode im Schaltbetrieb

- a) Dunkelschaltung
- b) Hellschaltung

Bild 32. Schaltung für das Ansteuern eines Transistors mit einer Fotodiode im linearen Verstärkerbetrieb



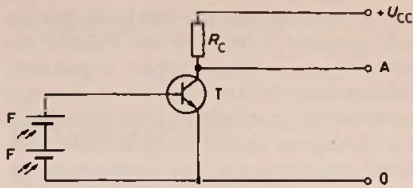


Bild 33. Grundschiung für das Ansteuern eines Transistors mit einem Fotoelement im Schaltbetrieb (Hellschiung) unter Anwendung mehrerer Fotoelemente

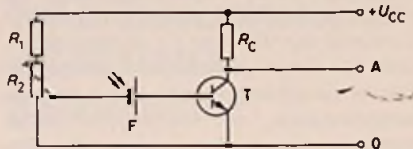


Bild 34. Grundschiung für das Ansteuern eines Transistors mit einem Fotoelement im Schaltbetrieb (Hellschiung) unter Anwendung einer Vorspannung

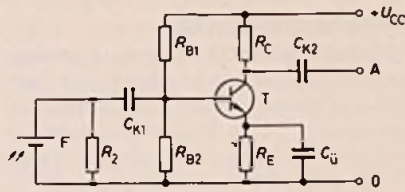


Bild 35. Schaltung für das Ansteuern eines Transistors mit einem Fotoelement

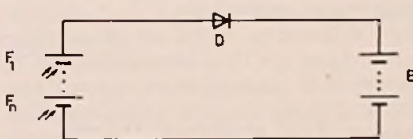


Bild 36. Einfache Ladeschiung für den Akkumulator mit einer Solarbatterie

großer Strom in die Basis hinein und steuert den Transistor durch. Der Widerstand R_b begrenzt den Basisstrom bei sehr großer Beleuchtung der Fotodiode auf den zulässigen Maximalwert. Der Widerstand R_2 kann hochohmig sein, da er nur zur Ableitung des Kollektor-Basisreststromes dient.

Die Schaltungen nach Bild 31 arbeiten nur im Schaltbetrieb, nicht im linearen Betrieb. Soll z. B. ein lichtmoduliertes Signal linear demoduliert werden, dann muß bei der Schaltung nach Bild 31 der Gleichspannungsanteil durch einen Kondensator abgetrennt werden. Außerdem muß dann R_2 auch so niederohmig gemacht werden, daß bei maximaler Beleuchtung (maximaler Fotostrom) der

Spannungsabfall daran noch genügend weit von U_{cc} entfernt ist. R_2 wird also relativ niederohmig bemessen. Für diesen linearen Betrieb entsteht dann aus Bild 31 die Schaltung nach Bild 32

Die Widerstände R_E und R_{B1} sowie R_{B2} stabilisieren den gewählten Arbeitspunkt dieses RC-Verstärkers gegenüber Schwankungen der Batteriespannung, der Temperatur und gegenüber Exemplarstreuungen der Transistoren. Über den Koppelkondensator C_{K1} gelangt nur der Wechselanteil des lichtmodulierten Signales an die Basis des Transistors, wird dort verstärkt und über C_{K2} zur weiteren Verarbeitung weitergegeben. Der Kondensator C_e überbrückt den Emitter nach Masse und verhindert damit eine Wechselspannungsgegenkopplung.

In Bild 33 und Bild 34 sind zwei Schaltungen mit Fotoelementen zur Steuerung eines Transistors gezeigt. Da nach Bild 19 bzw. Bild 20 die Leerlaufspannung und noch mehr die Spannung bei Belastung (Bild 20) auch bei einer Beleuchtungsstärke von 10 klx nur etwa 0,4 ... 0,5 V erreicht, kann damit ein Si-Transistor mit seiner Schwellspannung von rd. 0,65 V noch nicht durchgesteuert werden. Entweder werden zum Erzielen einer ausreichenden Basisspannung nach Bild 33 zwei Fotoelemente in Reihe geschaltet, oder es wird über einen Spannungsteiler nach Bild 34 die Basis bei nicht belichtetem Fotoelement so weit vorgespannt, daß der Transistor noch nicht durchgesteuert ist, aber die Spannung des Fotoelementes dann bei Beleuchtung zur Durchsteuerung ausreicht. Wird R_2 so eingestellt, daß bei Dunkelheit an der Basis etwa 0,3 ... 0,4 V vorhanden sind, dann bleibt der Transistor noch gesperrt. Die zusätzliche Spannung von 0,4 ... 0,5 V bei Belichtung reicht dann zur Durchsteuerung des Transistors gut aus.

Die beiden Schaltungen sind wieder »Hellschaltungen«: bei Dunkelheit ist der Transistor gesperrt und bei genügender Helligkeit durchgesteuert. Soll wieder ein linearer Betrieb mit einem Fotoelement bewerkstelligt werden, so muß die Schaltung 33 ähnlich Schaltung 32 aufgebaut werden. Damit bis zur größten vorkommenden Helligkeit das Fotoelement im linearen Bereich arbeitet, muß parallel dazu ein niederohmiger Widerstand R_2 (vergleiche auch Bild 21) geschaltet werden. Es entsteht dann eine Schaltung nach Bild 35

Wegen der hohen Kapazitäten von Fotodioden/Fotoelementen bei der Vorspannung 0 kann die Schaltung nach Bild 35 nur bis zu Frequenzen im Tonfrequenzbereich benutzt werden, während die Schaltung nach Bild 32 bis zu sehr hohen Frequenzen brauchbar ist. Wegen der im allgemeinen größeren Fläche ist die Schaltung mit Fotoelement empfindli-

cher, gibt also ein größeres Signal ab. Dafür weist die Schaltung mit Fotodiode ein besseres Signal/Rauschverhältnis wegen des sehr kleinen Dunkelstromes auf.

Soll eine Solarbatterie zur Energiegewinnung, z. B. zum Laden eines Akkumulators verwendet werden, so kann als einfachste Schaltung die nach Bild 36 verwendet werden. Es sind so viele Fotoelemente $F_1 \dots F_n$ in Reihe zu schalten, daß noch bei z. B. einigen 100 lx genügend Spannung zum Laden erzeugt wird. Bei größerer Beleuchtungsstärke geht die Solarbatterie immer mehr zum Kurzschlußbetrieb über, was nicht ungünstig ist. Die Diode D soll ein Selbstentladen der Batterie verhindern.

(Wird fortgesetzt)

Anregung zum Nachbau

Aktiver Tastkopf für Frequenzzähler

H. Schreiber, Orsay

Handelsübliche Frequenzzähler haben oft eine niedrige Eingangsimpedanz und werden mit einem Meßkabel betrieben, dessen Kapazität die Betriebsbedingungen am Meßpunkt stark verändern kann. Spannungsteiler enthaltende Tastköpfe von Oszilloskopen sind zwar meist verwendbar, vermindern aber die Eingangsempfindlichkeit des Frequenzzählers erheblich. Ein aktiver Tastkopf tut in solchen Fällen gute Dienste.

Mit einem aktiven Tastkopf lassen sich Eingangswiderstände in der Größenordnung von 1 M Ω auch noch bei HF und mit einer Eingangskapazität von nur einigen Picofarad erzielen. Die beschriebene Schaltung hat ein Teilverhältnis von 1:1, wenn sie direkt an den Eingang eines vorhandenen Frequenzzählers angeschlossen wird. Sie kann auch vor einen Zwischenverstärker mit mehr als zehnfachem Gewinn geschaltet werden, der zur direkten Ansteuerung von TTL-Schaltungen geeignet ist. Die Bandbreite beträgt mindestens 50 MHz. Ohne Umschaltung sind Eingangsspannungen von einigen hundertstel Volt bis zu mehr als 30 V zulässig.

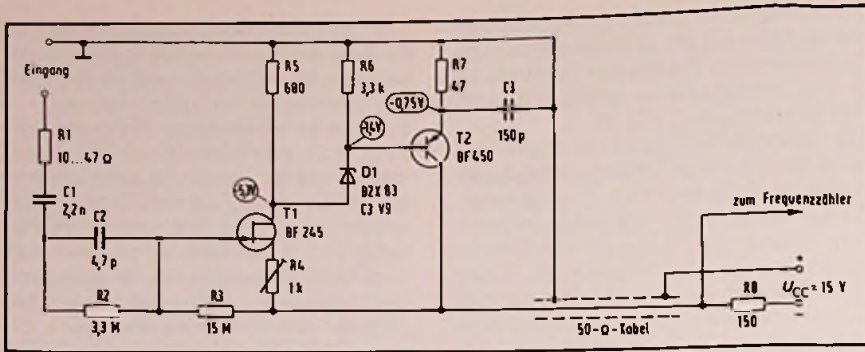


Bild 1. Der Tastkopf arbeitet mit einem NF-Eingangswiderstand von mehr als 15 MΩ, einer Eingangskapazität von einigen Picofarad und wird über die beiden Leiter eines Koaxialkabels gespeist

Schaltung des Tastkopfes

Die Spannungsverstärkung der beiden Transistoren der Schaltung in Bild 1 wird durch Gegenkopplung auf 1 reduziert. Da-

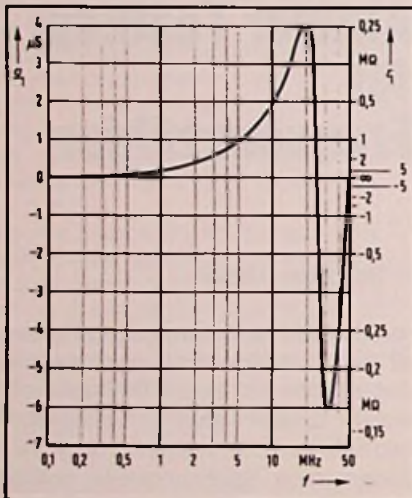


Bild 2. Eingangsleitwert g_1 und Eingangswiderstand r_1 des Tastkopfes aus Bild 1 als Funktion der Frequenz

durch erhält man eine große Bandbreite und einen Ausgangswiderstand am Kabeleingang in der Größenordnung von 1 Ω. Der Widerstand R 1 im Eingang ist, Blindanteil des Widerstands, den die Schaltung bei HF aufweist. R 2 ist ein Überlastungsschutz, der es gestattet, mit Eingangsspannungen von mehr als 100 V zu arbeiten. Zur Frequenzkompensation wurde C 2 vorgesehen. R 3 ist der Gate-Ableitwiderstand, der im wesentlichen den Eingangswiderstand der Schaltung bestimmt. Aus Platzgründen wurde anstelle der üblichen RC-Kopplung die Z-Diode D1 als Verbindungselement zu T2 vorgesehen. Der Abgleich auf die im Schaltbild angegebenen Spannungswerte erfolgt mit R4, der danach durch einen Festwiderstand ersetzt werden kann.

Die Entkopplung von R7 durch C3 ergibt eine Frequenzkompensation. Auch die Kabelkapazität wird zu einer derartigen Kompensation herangezogen, da der tastkopfseitige Quellwiderstand niedriger als die Kabelimpedanz ist, der Abschlußwiderstand dagegen höher. Damit ergibt sich bei HF eine Überspannung am Kabeleingang, wenn die Kabellänge weniger als 1/4 der kleinsten Wellenlänge beträgt. Eine Kabellänge von 1 m ist somit noch bei mehr als 50 MHz statthaft.

Da der Tastkopf über die zwei Leiter des Kabels gespeist wird, muß der Pluspol der Speisequelle an Masse liegen. In den handelsüblichen Frequenzzählern stehen entsprechende Spannungsquellen meist nicht zur Verfügung, so daß ein getrenntes Speiseteil vorzusehen ist. Eine Spannungsregelung ist hierbei nicht erforderlich, aber auf geringen Restbrumm sollte geachtet werden.

Bei der vorgesehenen Anwendung machen Aufbau und Abgleich kaum Schwierigkeiten. Wenn auf hohen Eingangswiderstand bei HF Wert gelegt wird, ist es günstig, durch Versuche den Wert von R1 so festzulegen, daß der Eingangswiderstand weitgehend frequenzunabhängig bleibt. Bild 2 zeigt die entsprechende, am Mustergerät aufgenommene Kurve. Der Abgleich des Eingangswiderstandes eines Tastkopfes wurde in Funk-Technik Nr. 12/1977, Seite W & S 156 (zweiter Teil des Beitrages „HF-Millivoltmeter“) eingehend beschrieben.

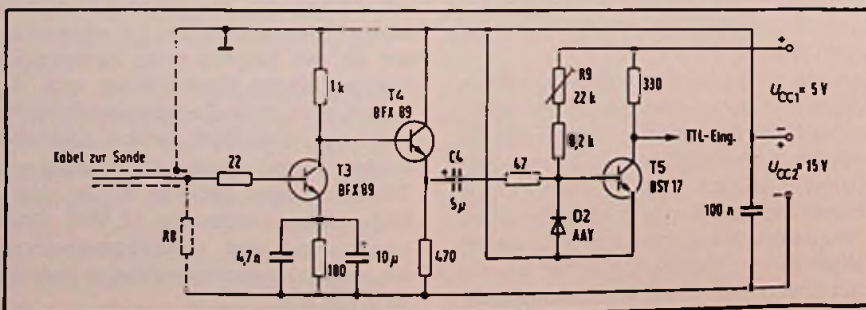
Zwischenverstärker

Die Schaltung in Bild 3 eignet sich zum direkten Anschluß an den beschriebenen Tastkopf. Die Masse liegt am Pluspol der Speisespannung. Da die Ansteuerung durch den geringen Ausgangswiderstand des Kabels erfolgt, arbeitet eine Emitterschaltung (T3) auch bei hohen Frequenzen noch zufriedenstellend. Auf eine Pufferstufe in Kollektorschaltung (T4) folgt T5, mit dem eine TTL-Schaltung (auch TTL-H oder TTL-S) direkt angesteuert werden kann.

Beim Abgleich ist mit R9 die Vorspannung an der Basis von T5 so einzustellen, daß T5 gerade noch gesättigt bleibt, solange kein Signal angelegt wird. Bei einer Übersteuerung der Stufe durch zu hohe Signalspannungen verhindert D2 eine zu starke Aufladung von C4 und damit die Sperrung von T5. Die Eingangsamplitude kann somit in weiten Grenzen schwanken, ohne daß Zählfehler auftreten. Auch an stark modulierten HF-Spannungen sind einwandfreie Frequenzmessungen möglich.

Die Eingangsempfindlichkeit hängt weitgehend von der Einstellung von R9 ab. Wenn diese Einstellung auf nicht völlige Sättigung von T5 erfolgt, kann bei mittleren Frequenzen bereits mit einer Eingangsspannung von einigen Millivolt gearbeitet werden. Es kann dann aber eine verringerte Bandbreite beobachtet werden, und auch Zählfehler bei hohen Eingangsspannungen sind möglich. Durch Vergleichsmessungen mit verschiedenen Frequenzen und Amplituden ist es möglich, den Abgleich von R9 zu optimieren.

Bild 3. Dem aktiven Tastkopf kann ein Verstärker nachgeschaltet werden, der sich zum direkten Ansteuern von Logikschaltungen eignet



Anregung zum Nachbau

Geregelte Spannungsquellen

Teil I: Spannungsregler mit diskreten Bauelementen

Bei geregelten Speisegeräten für einfache Meßschaltungen oder für Verstärker mit kleiner Leistung kann der Einstellbereich der Betriebsspannung klein sein, ein völliges Ausregeln der Spannungsschwankungen ist nicht erforderlich, und ein Überlastungsschutz ist oft nicht nötig, wenn das Netzteil fest in ein Gerät eingebaut wird. In solchen Fällen sind Schaltungen mit diskreten Bauelementen am wenigsten aufwendig. Einige von ihnen bespricht Hermann Schreiber aus Orsay in diesem ersten Teil einer dreiteiligen Beitragsfolge.

Die nachfolgend beschriebenen Schaltungen arbeiten mit oder ohne Überlastungsschutz und gestatten ein Ausregeln der Last- oder netzseitigen Schwankungen bis auf höchstens $\pm 1\%$. Sie sind für die Speisung von Geräten kleiner oder mittlerer Leistung bestimmt und lassen sich durch die Wahl der Bauelemente an verschiedenartige Spannungs- und Leistungsforderungen anpassen.

Geregeltes Netzteil ohne Strombegrenzung

In der Regelschaltung Bild 1 wird die durch D 1 stabilisierte Referenzspannung über T 2 mit einem durch R 11, R 12, R 13 gebildeten Teil der Ausgangsspannung verglichen. Bei einem durch erhöhte Last ausgelösten Rückgang der Ausgangsspannung steigt der Basisstrom von T 2. Damit erhöhen sich auch die Kollektorströme von T 2, T 3 und T 4, wodurch die angenommene Spannungsänderung am Ausgang weitgehend ausgeglichen wird. Das Ausregeln eingangsseitiger Spannungsänderungen ist wegen des Innenwiderstandes von D 1 nur begrenzt möglich. Man kann jedoch die Wirkung des Innenwiderstandes kompensieren, wenn man über R 9 einen Teil der unregulierten Eingangsspannung auf die Basis von T 2 führt. Beim Steigen der Eingangsspannung verringert sich dann der Basisstrom von T 2, so daß der Regelfehler bei richtiger Bemessung von R 9 wieder ausgeglichen werden kann. Dieser Ausgleich betrifft auch den Restbrumm, da er als ein

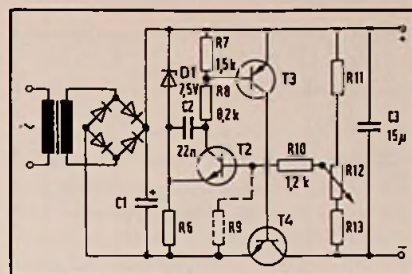


Bild 1. Wenn man auf einen Überlastungsschutz im Netzteil verzichten kann, wird der Aufbau einfach und die Leistungsbilanz günstig.

Schwanken der unregulierten Eingangsspannung aufzufassen ist. Weiterhin bringt R 9 eine Verbesserung der lastbedingten Schwankungen der Ausgangsspannung, denn Laständerungen führen wegen des Innenwiderstandes des Gleichrichters und des Transformators ebenfalls zu Änderungen der unregulierten Eingangsspannung.

Die Schaltung in Bild 1 kann für verschiedene Werte der Ausgangsspannung und des Nominalstroms ausgelegt werden. Dazu sind die ohne Wertangabe eingezeichneten Bauteile nach Tabelle 1 zu bemessen.

Tabelle 1. Kennwerte und Bauteile der Schaltungen nach Bild 1 und Bild 2

	9 ... 15	9 ... 15	9 ... 15	15 ... 25	15 ... 25	25 ... 45
Ausgangsspannung (V)	9 ... 15	9 ... 15	9 ... 15	15 ... 25	15 ... 25	25 ... 45
max. Ausgangsstrom (A)	0,14	0,22	0,45	0,1	0,25	0,15
Kurzschlußstrom (A)	0,09	0,09	0,2	0,05	0,1	0,05
Regulation (%)	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2
Restbrumm (mV)	0,5	0,5	0,5	0,5	1	1
Transformator						
Nennspannung (V)	18	18	18	30	30	48
Leistung (VA)	3,5	5	12	5	12	12
C 1 (µF)	1000	1500	3300	470	1000	1000
(V)	30	30	30	50	50	75
R 1 (Ω)	68	51	51	51	51	51
R 2 (kΩ)	1,8	1	0,75	2,2/0,5 W	2,2/0,5 W	3,3/1 W
R 3 (Ω) – 0,5 W	3,3	2,7	1,3	2	3,9	3,3
R 6 (kΩ)	3,9	3,9	3,9	5,6	5,6	10
R 9 (kΩ)*	470	470	470	470	470	2200
R 11 (Ω)	150	150	150	390	390	820
R 12 (Ω)	470	470	470	470	470	1000
R 13 (Ω)	560	560	560	620	620	3900
T 1, T 2	BC 108, BC 148, BC 168, BC 208, BC 238, BC 408, 2 N 5223					
T 3	BC 158, BC 178, BC 205,			BC 157, BC 177,		BC 426
	BC 258, 2 N 4965, 2 N 4061			2 N 5817, 2 N 6005		2 N 5821
T 4	BD 185, BD 221, BD 435,			BD 222, BD 241,		BD 237
	BD 561, TIP 29, 2 N 3747			TIP 31 A, 2 N 6122		2 N 3749
Kühlfläche (Alu 1 mm) cm ²	30	30	60	30	60	60

*) Kann auf minimalen Restbrumm abgeglichen werden

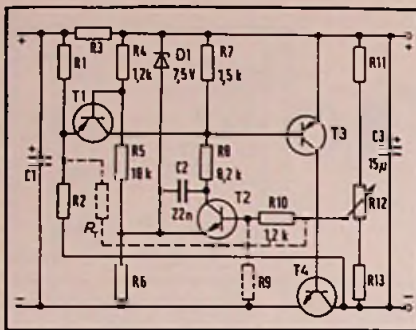


Bild 2. Geregeltes Netzteil mit Überlastungsschutz durch Stromrückregelung. Die hier nicht eingezeichneten Bauelemente-Werte sind in Tabelle 1 für verschiedene Kenndaten angegeben

Überlastungsschutz durch Rückregeln des Ausgangsstroms

In Bild 2 wurde die Schaltung um T 1 und die Widerstände R 1 bis R 5 erweitert. Über R 1, R 2 erhält T 1 eine Emittervorspannung, die von der geregelten Ausgangsspannung abgegriffen wird, während die vom Teiler R 4, R 5 gelieferte Basisvorspannung der Referenzspannung entnommen wird.

Wenn der vorgesehene Maximalwert des Ausgangsstroms überschritten wird, entsteht an Widerstand R 3 ein Spannungsabfall, der einen Basisstrom in T 1 bewirkt. Der dadurch verursachte Kollektorstrom von T 1 bewirkt die Ableitung eines Teils des von Kollektor T 2 gelieferten und mit R 8 begrenzten Basisstroms von T 3. Die dadurch hervorgerufene Störung des Regelvorgangs führt zu einer Verringerung der Ausgangsspannung, die sich über den Teiler R 1, R 2 wieder auf den Emitter von T 1 überträgt. Dadurch steigt dessen Kollektorstrom weiter an, und der Ausgangsstrom der Schaltung verringert sich um so mehr, je niedriger der Lastwiderstand wird. Bei den für die Schaltung verwendeten Werten verringerte r sich im Kurzschlußfall auf etwa ein Drittel des Wertes, bei dem die Strombegrenzung einsetzt.

Diese Art der rückläufigen Strombegrenzung ist besonders bei für Festspannungen ausgelegten Speiseschaltungen günstig, da dann die Verlustleistung im Ballasttransistor auf einen Wert begrenzt wird, der nicht wesentlich über der im Normalbetrieb auftretenden Verlustleistung liegt. Bei Labornetzteilen, deren Ausgangsspannung auf sehr geringe Werte eingestellt werden kann, genügt eine einfache Strombegrenzung, da dann die maximale Verlustleistung im Normalbetrieb ebenso groß ist wie im Kurzschlußfall.

In Bild 2 kann der Spannungsabfall an R 3 auch zu einer Verringerung der lastbedingten Spannungsschwankungen am Ausgang benutzt werden. Dazu führt man über R₁ einen Teil dieses Spannungsabfalls an den Schleifer von R 12. Bei steigendem Laststrom bewirkt dies eine Vergrößerung des Basisstroms in T 2 und damit eine Verringerung der Spannungsdifferenz zwischen Emitter und Kollektor von T 4. Es ist auf diese Weise auch möglich, einen negativen Ausgangswiderstand zu erzielen, der eine Steigerung der Ausgangsspannung bei Erhöhung des Ausgangsstroms bewirkt.

In Tabelle 1 sind für verschiedene Werte der mit R 12 einstellbaren Ausgangsspannungen sowie für einige Werte des Maximalstroms die Regeleigenschaften und die Bauteilwerte angegeben.

Verbesserte Referenzspannungsquellen

Die Referenzspannungen für geregelte Speisegeräte werden meist mit Z-Dioden erzeugt, deren Nominalspannung bei 6... 8 V liegt. In allen Technologien erhält man für diese Spannungswerte den geringsten dynamischen Innenwiderstand. Der Temperaturkoeffizient liegt bei Z-Dioden mit einer Nennspannung von etwa 6 V bei +2 mV/°C. Da bei normalen Signal- oder Gleichrichterdiodes dieser Wert -2 V/°C beträgt, erhält man durch Reihenschaltung einer Z-Diode mit einer Richtdiode eine weitgehende Temperaturkompensation. Die Regeleigenschaften verschlechtern sich jedoch dabei, da wegen der Reihenschaltung der Innenwiderstand höher wird.

Bild 3 zeigt eine in dieser Hinsicht verbesserte Referenzschaltung. Zur Temperaturkompensation wird die Basis-Emitter-Diode von T 1 herangezogen. Gleichzeitig steigt der Kollektorstrom von T 1 mit der Eingangsspannung U₁. Dadurch wird ein mit U₁ steigender Teil des über R 1 fließenden Stroms durch T 1 abgezweigt, und der durch D 1 fließende Strom ändert sich nur wenig. Beim Eingangsspannungsbereich 10... 25 V ändert sich die Ausgangsspannung um etwa 60 mV. Das ist bedeutend weniger als die bei einfacher Reihenschaltung von Z- und Richtdiode erzielbaren Werte. In vielen Fällen ist jedoch eine noch bessere Ausregelung wünschenswert.

Bild 3. Temperaturkompensierte Referenzspannungsquelle mit zusätzlichem Regeltransistor.

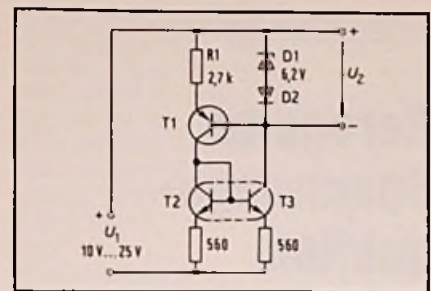
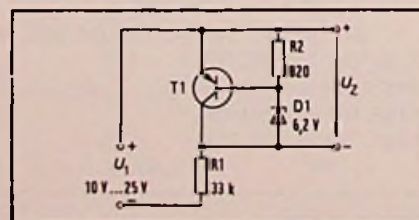


Bild 4. Die Verwendung eines »Stromspiegels« gestattet eine weitgehende Stabilisierung der Referenzspannung

Bei einfacher Reihenschaltung von Z- und Richtdiode erzielbaren Werte. In vielen Fällen ist jedoch eine noch bessere Ausregelung wünschenswert.

Bild 4 zeigt eine Schaltung, die ein Ausregeln auf etwa 2 mV gestattet. T 2 und T 3 bilden einen »Stromspiegel«, der mit besonders geringer Temperaturdrift arbeitet, wenn zwei im gleichen Gehäuse untergebrachte Transistoren verwendet werden. Da die Basen der beiden Transistoren miteinander verbunden sind, führen sie auch gleiche Kollektorströme. D 1 und D 2 werden also von einem Strom durchflossen, der mit dem Kollektorstrom von T 1 identisch ist. Da jedoch die Basisspannung von T 1 mit D 1, D 2 stabilisiert wird, unterliegt auch dieser Strom nur geringen Schwankungen.

Der Nachteil dieser Schaltung liegt in einem verhältnismäßig hohen Innenwiderstand (etwa 30 Ω). Einen negativen Innenwiderstand (etwa -10 Ω) erhält man, wenn man die Ausgangsspannung am Emitter von T 1 abgreift. Dann geht jedoch die Temperaturdrift der Basis-Emitter-Diode von T 1 mit in die Ausgangsspannung ein, wenn sie nicht durch eine weitere Richtdiode – in Reihe mit D 1 – kompensiert wird. Auch die Regeleigenschaften verschlechtern sich, und in dem in der Schaltung amgegebenen Eingangsspannungsbereich sind Ausgangsschwankungen von etwa 20 mV zu erwarten.

Die Schaltungen in Bild 3 und 4 liefern eine gegenüber der Verbindungsleitung zwischen U₁ und U₂ negative Ausgangsspannung und eignen sich somit zum direkten Einsatz in die vorher beschriebenen Speisegeräte (Bild 1 und 2). Positive Ausgangsspannungen können durch Umpolen der Dioden und bei Verwendung von Transistoren entgegengesetzter Polarität erhalten werden.

(Wird fortgesetzt)

Schaltungs-Integration

Bedeutung der Größtintegration für die zukünftige Unterhaltungselektronik

Dipl.-Ing. K. Bomhardt, Neckarsulm

Betrachtet man die Anwendungsmöglichkeiten der VLSI-Technik für die verschiedensten Anwendungsgebiete moderner Elektronik, so erkennt man sehr rasch, daß mit ihr eine zweite Generation Integrierter Schaltungstechnik entsteht. Der Autor versucht im folgenden, die Auswirkungen dieser Techniken auf die zukünftige Unterhaltungselektronik abzuschätzen.

Das Gebiet Rundfunk, Fernsehen, Phono ist in der Bundesrepublik ein sehr gutes Beispiel für fruchtbare Wechselbeziehungen zwischen Halbleiterhersteller und Geräteindustrie. Frühzeitig wurden nämlich gerade

Dipl.-Ing. Klaus E. Bomhardt ist Bereichsleiter und Leiter der Emt Entwicklung im Geschäftsbereich Halbleiter bei AEG-Telefunken, Heilbronn.

Diese Ausführungen gehen auf einen Vortrag zurück, den der Autor während der vorigen Hannover-Messe hielt und der im Halbleiter-Informationsdienst 6.78 des Unternehmens wiedergegeben wurde.

hier die Möglichkeiten zur Integration der Kernelektronik von Rundfunk- und Fernsehgeräten entdeckt und sehr bald Integration auch zur Erhöhung des Bedienkomforts von Geräten eingesetzt – man denke nur an Fernbedienung und elektronische Programmwahl. Die Ausweitung der Feature-Funktionen, insbesondere des Farbfernsehgerätes durch Ausstattung der Geräte mit Bild- im Bildverfahren, mit Uhren, mit Programmablaufsteuerungen, mit Spielen und ähnlichen Dingen weitet den Einsatz Integrierter Schaltungen zusätzlich aus. Heute kann man das Farbfernsehgerät der Bundesrepublik, was Perfektion, Bedien-

komfort und Feature-Ausstattung betrifft, sicher als Weltstandard ansehen. Um nur eine Zahl zu nennen: Mehr als 80% aller Farbfernsehgeräte der Bundesrepublik werden heute mit Fernbedienung ausgestattet. Der deutschen Rundfunk-, Fernseh- und Phonoindustrie wurde durch Ausnutzung aller Möglichkeiten Integrierter Schaltungen nicht nur geholfen, diese technische Spitzenstellung zu erobern, sondern die Geräteherstellung wurde durch Einsetzen Integrierter Schaltungen auch so rationalisiert, daß eine Geräteproduktion heute in der teuren Bundesrepublik überhaupt noch möglich ist. Aber auch der Halbleiterindustrie der Bundesrepublik bot diese Zusammenarbeit mit der Geräteindustrie die Möglichkeit, Halbleiterprodukte, insbesondere Integrierte Schaltungen zu entwickeln, die sich weltweite Marktchancen erobern konnten.

Im Zuge der geschilderten Entwicklung stieg die Zahl der elektronischen Grundfunktionen eines Farbfernsehempfängers von 1967 im Mittel 88 auf rd. 440 im Jahre 1978 an, und es ist verständlich, daß auch die Zahl der Transistorfunktionen rapide anwuchs, nämlich von 80 im Jahre 1967 auf im Mittel etwa 10 000 im Jahre 1978 (siehe Bild 1). Für das Jahr 1980 werden im Mittel rd. 25 000 Transistorfunktionen im Farbfernsehgerät beinhaltet sein. Man muß sich andererseits einmal vor Augen führen, daß der Halbleiterhersteller für 80 Transistorfunktionen 1967 3,5% des Geräte-Werksausgangspreises bekam, und heute für rd. 10 000 Transistorfunktionen nur ganze 3,9%.

Bild 1: Zahl der elektronischen Grundfunktionen eines Farbfernsehempfängers

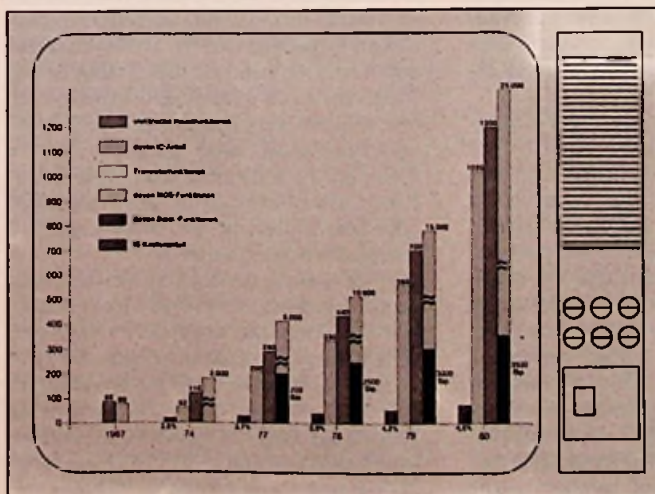
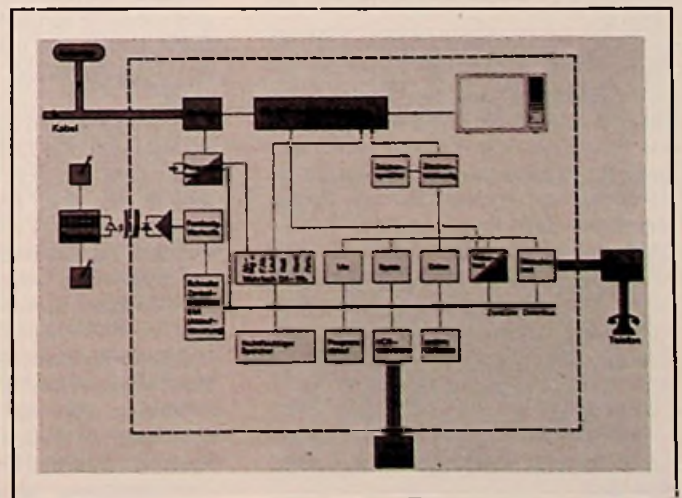


Bild 2: Fernsteuer- und Programmwahl-System von AEG-Telefunken



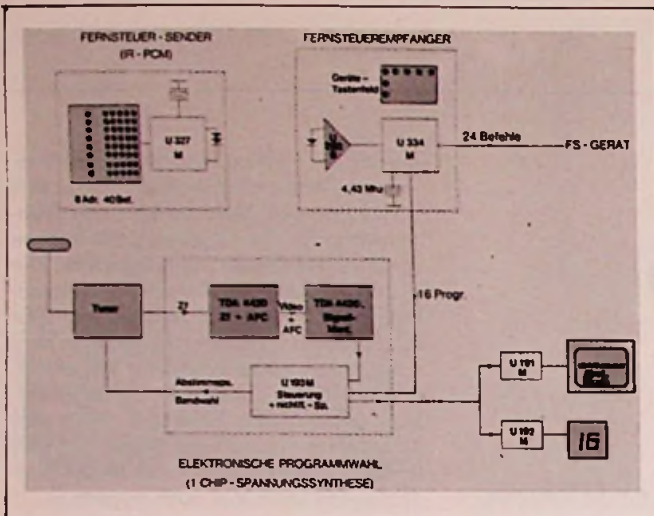


Bild 3: „Home-Terminal“ als zukünftiges zentrales häusliches Kommunikationszentrum

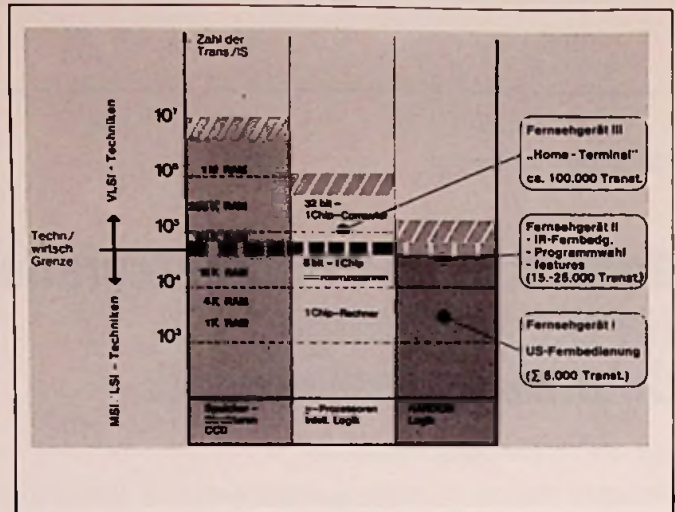


Bild 4: Verschiedene Generationen der Integration von Funktionskomplexen im Entertainment-Sektor

In Bild 2 ist beispielhaft ein von AEG-Telefunken entwickeltes modernes Fernsteuer- und Programmwahlsystem dargestellt: Es besteht zunächst aus einem Fernsteuer-sender (U 327 M) auf Infrarot-PCM-Basis, der an 8 Adressen 40 Befehlsgruppen übermitteln kann. Eine der ansteuerbaren Adressen ist das Farbfernsehgerät. Das Empfangssignal wird über einen Vorverstärker (U 250 B) einem Decodierbaustein (U 334 M) zugeführt: Er gibt die Information für 16 auszuwählende Programme an die elektronische Programmwahl weiter. Darüber hinaus kann der Decodierbaustein 24 zusätzliche Befehlsgruppen an das Farbfernsehgerät weitergeben.

Ein solches System ist auf höchste Übertragungssicherheit¹⁾, auf besten Übertragungswirkungsgrad²⁾ und auf größte Informationsdichte³⁾ ausgelegt. In diesem Beispiel arbeitet das Fernsteuersystem mit einem nach dem Spannungssyntheseprinzip aufgebauten Programmwahlsystem zusammen.

Kern des Programmwahl-Systems ist ein Steuerchip (U 193 M), das neben der gesamten Steuerlogik auch den nichtflüchtigen Speicher monolithisch integriert beinhaltet. Das Prinzip der Programmwahl sei nur kurz gestreift: Im Suchlaufverfahren werden die FS-Bänder auf empfangswürdige Sender abgesucht. Beim Erkennen eines solchen Senders wird über Tuner, Bild ZF- und AFC-IS (TDA 4430) eine Signalfolge aufbe-

reitet, die das Steuerchip veranlaßt, den Suchlauf am Punkt optimalster Abstimmung zu stoppen. Die dann im Steuerchip in digitaler Form vorhandene Abstimminformation kann abgespeichert werden. Ein solches Fernbedienungs- und Programmwahl-System umfaßt etwa 12 000 integrierte Transistorfunktionen. Analoge Betrachtungen lassen sich auch für ein mit Fernbedienung und einem nach dem Frequenzsyntheseprinzip arbeitenden Programmwahlsystem anstellen oder auch für ein Rundfunk-Abstimm- und Fernbedienungs-system.

Mit der Einführung zukünftiger neuer Dienste, wie Bildschirmtext und Videotext, wird das Farbfernsehgerät zumindestens teilweise seinen Weg zum zentralen häuslichen Kommunikationszentrum fortsetzen, zum sogenannten „Home-Terminal“ (Bild 3).

Wie könnte ein solches Gerät der frühen 80er Jahre vielleicht aussehen? Nun, es wird wieder einen klassischen Signalaufbereitungszug enthalten, d. h. ein Fernseh-tuner wird entweder von Antenne oder Kabel gespeist, und es wird über die klassische Bild- und Tonaufbereitung das Fernsehbild erzeugt.

Kern des gedachten Gerätes ist ein komplexer, sehr schneller Zentralprozessor: Er wird angesteuert von einer Fernbedienung und arbeitet über einen zentralen Datenbus mit einer ganzen Reihe von auf die betreffende Funktion zugeschnittenen Großschaltkreisen zusammen. Beispielsweise mit einem nichtflüchtigen Speicher zum Abspeichern der von der Programmwahl kommenden Programminformationen oder mit einem Mehrfach-DA-Wandler, der dem Gerät die Information über die benötigte Abstimmspannung, die erwünschte Lautstärke, Helligkeit, Kontrast und Farbsättigung gibt. Der Zentralprozessor arbeitet darüber hinaus

zusammen mit Schaltkreisen für die Uhranzeige, für den Betrieb intelligenter Spiele, für das Abspeichern und Aufbereiten persönlicher Daten, mit einem Chip, das den Programmablauf des Gerätes steuert, mit einem Schaltkreis der den VCR-Betrieb mit dem Gerät synchronisiert usw. Für alle Funktionen, die Text auf dem Bildschirm bedeuten, wie Videotext und Bildschirmtext, ist ein gemeinsamer Zeichengenerator mit Anzeigespeicher vorgesehen.

Wesentliche Fakten stehen heute noch der Realisierung einer solchen Lösung technisch und wirtschaftlich entgegen. Nur zwei seien betrachtet:

Einen Einchip-Mikroprozessor der hier benötigten Geschwindigkeit und Komplexität gibt es noch nicht. Man würde heute ein solches Gerät sicher noch mit mehreren Prozessoren verwirklichen müssen. Wenn man aber daran denkt, daß mit den neuen Möglichkeiten der Größtintegration, d.h. über feinstrukturierte MOS-Zellen, heute schon die Realisierung von 100-MHz-MOS-Schaltungen möglich ist und mit 1-GHz-Zellen in der Forschung gearbeitet wird, dann ist der Zeitpunkt, wann man einen Prozessor der hier erforderlichen Komplexität und Schnelligkeit realisieren kann, absehbar. Um so mehr, als mit feinstrukturierten Zellen auch das Geschwindigkeits-Leistungsprodukt noch um mindestens den Faktor 10 bis 100 verbessert werden kann.

Die Realisierung eines so komplexen Großschaltkreis-Systems – es geht hier um etwa 100 000 Transistorfunktionen – ist heute wirtschaftlich nur schwer möglich: Es kann aber als sicher gelten, daß mit den zukünftigen Möglichkeiten der VLSI-Technik die Zahl dieses Chips stufenweise zu reduzieren ist, ja es läßt sich extrapolieren, daß man die 100 000 Transistorfunktionen eines sol-

¹⁾ Dreifache Kontrolle nach Wortlänge, Reihenfolge und Länge der Wortsegmente, zeitlich richtige Lage der Wortsegmente

²⁾ 5 mA

³⁾ 4 Fernsehspieler können pro 140-ms-Zyklus gleichzeitig 4 Analogdaten zu je 8 bit absenden.

chen Systems irgendwann auf einem Chip wird realisieren können. Ein solches Chip wird den Mikroprozessorgedanken in neuer Form beinhalten: Denn das Zentrum dieses Chips wird ein Computer-strukturiertes Logiksystem sein, das den gesamten Ablauf auf dem Chip steuert. Nur so werden sich solche Einchipkomplexe überhaupt verwirklichen lassen.

In Bild 4 ist versucht worden, die verschiedenen Generationen der Integration von Funktionskomplexen des Entertainment-sektors in das Gesamtgebiet der MSI-LSI- und VLSI-Technik einzuordnen. Für die Einordnung maßgebend ist nicht nur die Zahl der Transistorfunktionen pro integrierter Schaltungen, die man irgendwann verwirklichen kann, es geht auch ganz wesentlich die Art der auf dem Chip realisierten Struktur bzw. Logik ein. Hier unterscheidet man einmal die klassische Random-Logik, in der zweiten Gruppe das Gesamtgebiet der mit intelligenter Logik strukturierten Chips, und zum dritten die ganz regelmäßigen Strukturen, das sind im wesentlichen die Speicher und CCDs. Aus diesem Bild lassen sich mehrere Folgerungen ableiten:

Die absolut höchste Zahl der Transistorfunktion je Chip wird in der VLSI-Technik nur im Speichergebiet relevant sein. Dort wird man Megabit-RAMs in Form regelmäßig angeordneter Transistorfunktionen auf dem Chip haben. Die maximale Bauelementzahl je Chip wird schon im Gebiet der mikroprozessorstrukturierten Schaltkreise aufgrund ihrer unregelmäßigen Strukturen wesentlich niedriger liegen. Hier wird man schon etwas oberhalb der 100 000 Transistorfunktionen je Chip eine äquivalente Grenze erreichen. Mit dieser Grenze kann man aber bereits komplexe 32-bit-Einchip-Computer realisieren. Die Einsetzbarkeit von Random-Logik ist aufgrund der hohen Anzahl notwendiger Anschlüsse schon bei einigen 10 000 Funktionen je Chip begrenzt.

Für die Entertainment-Elektronik heißt das folgendes: Mit einer Ultraschallfernbedienung, wie wir sie in den vergangenen Jahren hatten, (rd. 5 000 Transistorfunktionen) oder auch mit einer Infrarot-PCM-Fernbedienung und einer elektronischen Programmwahl heutiger Bauart (15 000 bis 25 000 Transistorfunktionen) bewegt man sich noch im Gebiet der klassischen LSI-Technik. Man braucht hier noch keine Elektronenstrahltechnik und ähnliches. Überschreitet man aber die Grenze zum Home-Terminal mit seinen etwa 100 000 Transistorfunktionen, so kommt man zwangsweise in das Gebiet der VLSI-Techniken und auch in das Gebiet der mikroprozessorstrukturierten Chips. Zu ihrer Realisierung wird man VLSI-Techniken einsetzen müssen, selbst dann, wenn man eine solche Elektronik anfangs sicher in mehreren Chips realisiert. Denkt man dann noch etwas weiter in die Zukunft (beispielsweise an Bild-Abspeicherung), dann wird die enorme Bedeutung der VLSI-Technik für die

zukünftige Entertainment-Elektronik augenfällig.

Die VLSI-Techniken sind jedoch noch wesentlich mehr als nur eine Möglichkeit zur Integration hoher Bauelementedichten. Man kann nämlich mit Hilfe dieses Pakets neuer Entwurfstechniken und neuer Technologien die bisher gegebenen MOS- und bipolaren integrierten Schaltungen wirtschaftlicher als bisher realisieren. Eine Strukturweitenverringerung um den Faktor 2 bringt ja zumindest im Kernteil heutiger Chips den Faktor 3 an Flächeneinsparung (der allerdings in der Praxis durch die konstanten Anteile der Kontaktflächen etwas verringert wird). Darüber hinaus bringen die VLSI-Techniken eine Verringerung der Fehlerdichte je Fläche und bei gleichzeitiger Reduzierung der Fläche wesentlich höhere Ausbeuten an guten integrierten Schaltungen als heute. Dies wird dazu führen, daß elektronische Komplexe auch des derzeitigen Entertainmentgerätes wirtschaftlicher integriert werden können.

Neben den Aspekten der Realisierbarkeit hochkomplexer Entertainmentelektronik und auch der wirtschaftlicheren Realisierung heute gegebener Elektronik, wird die VLSI-Technik im Entertainmentsektor noch einen dritten Akzent bringen: Erweiterte Möglichkeiten zur Integration sehr hochfrequenter Schaltungskomplexe, wie den Rundfunk- und FS-Tunern.

Beispiel für den heutigen Stand der Technik ist ein in 2- μ m-Streifenbreite ausgeführter UKW-Tuner (TDA 1062). Mit Hilfe der VLSI-Techniken kann man sich die volle Integration von Fernsehtunern inklusive beispielsweise der Frequenzteiler, wie sie für die Frequenzsynthese notwendig sind, vorstellen. Ob hierbei bestimmte Komplexe in MOS- oder Bipolar-Technik realisiert werden, ist im Augenblick weitgehend offen, denn auf der einen Seite lassen sich heute Bipolar-Schaltungen sehr großer Komplexität realisieren (es sind Bipolar-Schaltungen mit bis zu 10 000 Komponenten auf dem Chip bekannt), auf der anderen Seite läßt sich die MOS-Technik in ihrer Geschwindigkeit mit einiger Sicherheit bis hinauf in das 1-GHz-Gebiet steigern.

Ein vierter Aspekt der VLSI-Technik betrifft die Abkürzung der Entwicklungszeiten für integrierte Schaltungen: Elektronenstrahl-systeme erlauben die Verkürzung der Prozeßkette, die von den logischen Gleichungen eines Systems bis hin zur ersten belichteten Waferstruktur führt, von derzeit etwa 80 Stunden auf 8 Stunden.

Rechnet man 1 oder 2 Redesigns ein, so werden Entwicklungszeiten, die bisher Wochen gedauert haben, auf wenige Tage zusammengedrückt. Darüber hinaus wird es möglich sein, mit solchen Systemen auf einer Maske verschiedenste Geometrie-Variationen einer integrierten Schaltung gleichzeitig auszuprobieren und damit viel kostspielige Modifikationsarbeit einzusparen.

Kurzberichte über neue Bauelemente

Kleinerer Schaltungsaufwand für FM-Nachrichtengeräte

Der Baustein MC 3357 von Motorola eignet sich besonders für Sprechfunk-Überwachungsempfänger. Er enthält Oszillator, Mischer, Begrenzer, Diskriminator, Aktivfilter, Squelch, Abtaststeuerung und den Mute-Schalter. Die Empfindlichkeit beträgt bei einer Begrenzung der Eingangsspannung auf -3 dB etwa 5μ V. Mit einer Betriebsspannung von 6 V nimmt der Schaltkreis nur einen Strom von 3 mA auf. Die Funktionsweise: In der Mischer/Oszillator-Stufe wird die Frequenz des Eingangssignals von 10,7 MHz auf 455 kHz herabgesetzt. Dieses ZF-Signal passiert ein äußeres Filter und wird, wenn es begrenzt und verstärkt worden ist, in einem Phasendetektor demoduliert. Wenn kein Eingangssignal vorhanden ist, wird das am NF-Ausgang vorhandene Rauschen von einem Detektor erfaßt, der dem Squelch-Trigger steuert. Dieser gibt dann ein Signal ab, das die Abtastung ermöglicht. Gleichzeitig kann über den Mute-Schalter der Empfänger zugesteuert werden. Die Eingangsimpedanz am Anschluß 16 beträgt $3 \text{ k}\Omega$, die Ausgangsimpedanz am Anschluß 9 ist mit 400Ω angegeben. Für die Betriebs-Spannung des im 16poligen DIP-Gehäuse lieferbaren ICs sind Werte zwischen 4 V und 8 V erlaubt.

Tastschalter mit Öffner und Schließer

Die Firma Ernst Tesch KG, 56 Wuppertal, entwickelte einen kleinen Tastschalter mit doppelter Kontaktunterbrechung, der einen Stromkreis schließen und gleichzeitig einen anderen öffnen kann. Nach Angaben der Ernst Tesch KG war ein Tastschalter, der

Tastschalter mit Öffner und Schließer (Ernst Tesch KG)



diesen Anforderungen entspricht, bislang nicht auf dem Markt zu haben, so daß man sich zu einer Eigenentwicklung entschloß. Das Produkt, das inzwischen vom Hersteller ins Lieferprogramm aufgenommen wurde, hat die Maße 38 mm x 19 mm x 10 mm und wird über Flachstecker mit den Stromkreisen verbunden. Der maximale Schaltweg ist mit 3 mm angegeben. Um eine Kontaktüberdeckung zu vermeiden, liegt zwischen dem Öffnen und Schließen der Kontakte eine Wegstrecke von etwa 0,5 mm. Der Tastschalter kann bei einer Nennspannung von 250 V (Wechselspannung) mit einem Dauerstrom von 6 A betrieben werden.



25 600 Glühlampen in hundert Zeilen erzeugen dieses Bild auf einer neuen Anzeigetafel für Sportstätten, die der Schweizer Hersteller Omega entwickelte. Ein Minicomputer steuert die Lampen bis zu 25mal in der Sekunde nacheinander an und bestimmt zugleich ihre Helligkeit in 16 Stufen. Auf diese Weise lassen sich nicht nur Schriftzeichen, sondern auch Fotos und Fernsehfilme wiedergeben. (Bild: Baier)

Meldungen über neue Bauelemente

MOS-Tetrode für UHF. Bis zu einer Frequenz von 1000 MHz läßt sich die MOS-Tetrode BF 960 der Siemens AG verwenden. Damit kann jetzt auch in UHF-Tunern das günstige Großsignal-Verhalten dieser Bauelemente ausgenutzt werden.

NF-Leistungsverstärker. Eine enggestaffelte Serie von Hybrid-Leistungsverstärkern mit 15 W bis 70 W Ausgangsleistung stellt Sanyo vor (Vertrieb: Alfred Neye Enatechnik). Der Arbeitspunkt der Endstufe kann von außen geändert werden. Im Gegensatz zur DIN 45500 bezieht Sanyo die Leistungsangaben auf einen Klirrgrad von 0,2 % bis 0,3 %. Die für symmetrische Betriebsspannungen bemessene Serie löst die Typen STK 025, STK 032 und STK 036 ab.

Stereo-Leistungsverstärker. Mit symmetrischer Betriebsspannung arbeiten die Stereo-Hybridverstärker STK 040 (10 W), STK 041 (15 W) und STK 043 (20 W) von Sanyo (Vertrieb: Alfred Neye Enatechnik). Die Leistungsangabe gilt je Kanal und wird bei einer Frequenz von 1 kHz mit 0,5% Klirrgrad garantiert. Maße: 78 mm x 44 mm x 8 mm.

Anzeige-Tafel

Bild-Display für Sportstadien

Zuschauer im Fußballstadion müssen nicht mehr benachteiligt sein. Sofortige Wiederholungen von Tor-Szenen in Zeitlupe, Attraktion der Fernseh-Berichterstattung, sind nun auch im Stadion möglich. Wirklichkeit wird diese Aussicht durch eine vom Schweizer Hersteller Omega entwickelte Anzeigetafel für Sportstätten, die im Prinzip ein fla-

cher Bildschirm ist. Sie ist zugleich ein deutliches Beispiel dafür, welche Schwierigkeiten noch zu überwinden sind, ehe flache Bildschirme auch in die Wohnungen einziehen können.

Anzeigetafeln stehen in vielen Stadien. Sie bestehen aus großen Flächen, die dicht mit Lampen besetzt sind. Aus ihnen lassen sich Buchstaben und Ziffern bilden, um schriftliche Mitteilungen über laufende Spiele und Wettkämpfe an die Zuschauer weiterzugeben, zum Beispiel Stand des Spiels, Namen von Torschützen und anderes mehr. Zur Wiedergabe von Bildern sind diese Anzeigetafeln nicht geeignet, da sie nur Hell oder Dunkel, Schwarz oder Weiß wiedergeben können. Die Wiedergabe von Fotos oder Filmen erfordert Grautöne, das heißt möglichst vielfältige Abstufungen zwischen Schwarz und Weiß.

Hier haben die Omega-Ingenieure angesetzt. Ihre neue Anzeigetafel besteht aus 100 Zeilen zu jeweils 256 Lampen, die einzeln durch einen Rechner mittlerer Größe angesteuert werden. Mit der Ansteuerung wird die Helligkeit der jeweiligen Lampe zugleich in einer von 16 möglichen Stufen eingestellt. Die Geschwindigkeit der Rechnersteuerung erlaubt 25 Bildwechsel in der Sekunde, wie sie im Fernsehen üblich sind. Damit wird die Wiedergabe von Fernsehaufzeichnungen und anderen Filmen über die Anzeigetafel möglich.

Die dergestalt vorgeführten Bilder sind nicht ohne weiteres mit denen des Fernsehfunks zu vergleichen. Einerseits beträgt die Zahl der Graustufen auf der Omega-Anzeigetafel nur ein Viertel derer üblicher Fernseh-Bilder, andererseits ist die Bildauflösung, bedingt durch die 100 Zeilen der Tafel, verglichen mit 600 ausgenutzten der Fernseh-Norm, natür-

lich geringer. Allerdings sind diese Umstände für die Wahrnehmung durch den Zuschauer nicht allein entscheidend. Eine wesentliche Rolle spielt zum Beispiel der Betrachtungsabstand, von dem die scheinbare Größe des Bildpunktes und damit der Bildschärfe-Eindruck abhängt. Laut Omega-Angabe sind die 16 Graustufen zudem in eingehenden Versuchsreihen so festgelegt worden, daß die im Vergleich zum Fernsehen gröbere Abstufung möglichst unmerklich bleibt. Hier spielt die Helligkeit des Umfeldes der Tafel für die Wahrnehmung durch den Betrachter eine wichtige Rolle. Die Qualitätsunterschiede zur Fernseh-Bildröhre sind deshalb geringer, als die technischen Daten es vermuten lassen.

Die Computer-Steuerung bedeutet für die Darstellung von Buchstaben und Ziffern zugleich eine größere Freiheit als mit gewohnten Anzeigetafeln. So lassen Buchstaben sich je nach Umstand vergrößern oder verkleinern. Vor allem können nicht nur lateinische Buchstaben, sondern auch Zeichen anderer Schriften wiedergegeben werden, zum Beispiel der arabischen. Tatsächlich stammen die ersten Bestellungen für die neue Anzeigetafel aus Saudi-Arabien.

Die Tafeln sind 4 m hoch, 11 m breit und wiegen rund 10 Tonnen. Ihre maximale Leistungsaufnahme beträgt 115 kW. Auf jeder Tafel sind insgesamt 27 136 Lampen installiert. Zu ihrer Steuerung werden etwa 135 000 elektronische Bauelemente benötigt. Das bedeutet, daß die Tafel sich nicht beliebig verkleinern läßt. Sie stellt zwar eine Lösung des Problems des flachen Bildschirms dar. Für den flachen Bildschirm im Wohnzimmer werden aber andere technische Lösungen gefunden werden müssen.

Dr.W. Baier

**Personelle
Veränderungen**

Heco Hengel + Co. GmbH. Seit Mai dieses Jahres leitet Dipl.-Ing. Gottfried Pohlmann, 39, die Abteilungen Akustik-Entwicklung, Konstruktion und Qualitätssicherung. Dipl.-Ing. G. Pohlmann war vorher bei Blaupunkt in Hildesheim.



Dipl.-Ing. G. Pohlmann

Loewe Opta. Mit Wirkung vom 1.7.78 wurde der Bereich „Entwicklung“ der Loewe Opta GmbH in Kronach neu gegliedert. Den neu geschaffenen Bereich „Entwicklung Neue Techniken“ für Digital-, VCR-, Bildschirm- und Videotext-Techniken leitet jetzt Ing. G. Meewes. Die Leitung des Bereichs „Entwicklung Fernsehen“ übernahm Ing. K. Heine, früher bei Körting. Dipl.-Ing. H. Richter, früherer Leiter der Fernsehentwicklung, trat am 30.6.78 in den Ruhestand.

**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/IEEE-Fachtagung Informations- und Systemtheorie in der digitalen Nachrichtentechnik

Auskünfte: Nachrichtentechnische Gesellschaft im VDE, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

18.09. – 22.09.1978

Rotterdam

Seminar Reliability Engineering – Advanced Technology and Industrial Applications

Auskünfte: CBO-Centrum, P.O. Box 30042, NL-Rotterdam

02.10. – 05.10.1978

Hannover

VDE-Kongreß '78 – 60. VDE-Hauptversammlung

Auskünfte: VDE, Stresemannallee 21, 6000 Frankfurt 70

02.10. – 06.10.1978

Ljubljana

Internationale Ausstellung Moderne Elektronik '78

Auskünfte: Gospodarsko Razstavisce, Postfach 413, YU-61000 Ljubljana

09.10. – 13.10.1978

Trier

Jahrestagung der Fernseh- und Kinotechnischen Gesellschaft

Auskünfte: Fernseh- und Kinotechnische Gesellschaft e.V. c/o ZDF, Postfach 4040, 6500 Mainz

27.10. – 02.11.1978

Kopenhagen

Elektronik '78 – Internationale Elektronikausstellung

Auskünfte: Bella Center, Center Boulevard, DK-2300 Kopenhagen S.

30.10. – 03.11.1978

Amsterdam

Fiarex '78 – Elektronik-Fachmesse

Auskünfte: R.A.I. Gebouw N.V., Europalein 8, NL-Amsterdam

08.11. – 10.11.1978

München

electronica-Fachsitzungen

Auskünfte: Internationales Elektronik-Zentrum bei der MMG, Postfach 121009, 8000 München 12

09.11. – 15.11.1978

München

electronica '78 – Internationale Fachmesse für Bauelemente und Baugruppen der Elektronik

Auskünfte: Münchener Messe- und Ausstellungs-GmbH, Postfach 121009, 8000 München 12

13.11. – 15.11.1978

München

8. Internationaler Kongreß Mikroelektronik

Auskünfte: Internationales Elektronik-Zentrum bei der MMG, Postfach 121009, 8000 München 12

22.01. – 27.01.1979

Paris

Fachtagung Anwendungsbeispiele der AV-Technik

Auskünfte: SDSA, 20 rue Hamelin, F-75116 Paris

02.04. – 07.04.1979

Paris

22. Salon International des Composants Electroniques

Auskünfte: SDSA, 20 rue Hamelin, F-75116 Paris

21.05. – 27.05.1979

Moskau

8. Imeko-Kongreß – Meßtechnik für den wissenschaftlichen und technischen Fortschritt

Auskünfte: Imeko-Sekretariat, Postfach 457, H-1371 Budapest

19.09. – 21.09.1979

Amsterdam

Optical Communication Conference

Auskünfte: J.H.C. van Heuven, Philips Research Labs, NL-Eindhoven

für Kfz., Maschinen, Werbung
PVC-Klebeschilder
FIRMEN-BAU- u. Magnet-Schilder
BICHLMEIER 82 Ro-Kastenzau
Erlenweg 17 · Tel. 030 31/313 15-7 19 25

KINDER ZUGBEARTIKEL
AUS PLASTIK
500 TEILE NUR DM 67.50
FÖRDERN SIE UNSEREN PROJEKT FÜR
PREISWERTE WERBEGESCHENKE
RANCKA-WERBUNG
2 Hamburg 54, Postfach 541043
Telefon: 040 / 560 29 01

**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

Elektronische Orgeln und Bausätze - Postf. 21 09/14/14
4950 Minden, T. 05 71/5 20 31

Gratis-Katalog anfordern!



Grundsaltungen

Praxisgerechte Berechnung von Schwingkreisen

Teil 3: Schwingkreise aus Leitungen

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.

Wie mit Gl. 10 in Teil 2 gezeigt wurde, kann die Kapazität eines Schwingkreises nicht beliebig klein sein. Selbst wenn die Änderungen selbst vernachlässigbar blieben, verbleibt doch immer eine nicht zu unterschreitende Kapazität (Kapazität der angeschlossenen Verstärkerbauelemente, Schaltungskapazität, Spulenkapazität, Ankopplungskapazität) übrig. Damit wird aber dann der Parallelwiderstand R_p nach Gl. 8 in Teil 1 bei sehr hohen Frequenzen so klein, daß die mit einem Parallelschwingkreis bestückte Verstärkerstufe bald gar keine Verstärkung mehr liefern kann. Man muß also bei sehr hohen Frequenzen (ab etwa einigen 100 MHz) nach einem anderen Ausweg suchen.

Werden an Stelle von konzentrierten Bauelementen (d. h. Spulen und Kondensatoren, bei denen Induktivität oder Kapazität auf einem engen Raum konzentriert sind), solche mit verteilten Induktivitäten und Kapazitäten, also Leitungen, verwendet, so ergeben sich gut brauchbare Elemente zur Verwirklichung von Schwingkreisen. Es handelt sich hier prinzipiell um kurze Leitungsstücke mit geringen bis vernachlässigbaren Verlusten, die nicht mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossen sind, sondern entweder kurzgeschlossen werden oder leerlaufen.

Am meisten hat sich dabei die kurzgeschlossene, $\lambda/4$ der Wellenlänge lange Leitung durchgesetzt, weil dort die Änderung der Leitungslänge durch einen verschiebbaren Kurzschlußbügel einfacher zu bewerkstelligen ist als bei der leerlaufenden Leitung. Außerdem tritt auch bei abgeschirmten Systemen, z. B. Koaxialleitungen, bei einem Leitungskurzschluß keine HF-Energie aus, während dies bei offener Leitung durchaus der Fall sein kann. Bild 1 zeigt eine kurzgeschlossene, $\lambda/4$ lange Leitung mit der zugehörigen Strom-Spannungsverteilung längs der Leitung.

Eine kennzeichnende Größe jeder Leitung ist der Quotient aus Spannung und Strom für eine auf der Leitung fortschreitende Welle. Er wird Wellenwiderstand genannt. Bei verlustbehafteten Leitungen ist der Wellenwiderstand Z eine komplexe Größe; können die Verluste vernachlässigt werden – was bei der Verwendung von Leitungen als Schwingkreise wegen der geringen Länge der Fall ist – dann ist der Wellenwiderstand Z ein reeller, frequenzunabhängiger Wert, der nur von den geometrischen Verhältnissen der Leitung abhängt.

$$Z = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (1)$$

L' – Induktivität je Leitungslängen-Einheit

C' – Kapazität je Leitungslängen-Einheit

Sind L' und C' bekannt oder einfach zu berechnen, dann kann Z hieraus ermittelt werden. Meistens werden jedoch Näherungsformeln für die Berechnung von Z angegeben, die dann unter bestimmten Umständen eine brauchbare Berechnungsmöglichkeit bieten. Exakte Lösungen gibt es nicht immer; das ist aber auch meistens nicht erforderlich.

Für die häufig angewandte Koaxialleitung erhält man nach Bild 1:

$$Z/\Omega = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{D}{d} \quad (2a)$$

$$Z/\Omega = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{D}{d} \quad (2b)$$

ϵ_r – relative Dielektrizitäts-Konstante
Für die symmetrische Bandleitung nach Bild 2 a ergibt sich:

$$Z/\Omega = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \left(\frac{A}{d} + \sqrt{\frac{A^2}{d^2} - 1} \right) \quad (3a)$$

$$Z/\Omega = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{A}{d} + \sqrt{\frac{A^2}{d^2} - 1} \right) \quad (3b)$$

oder näherungsweise für $A/d > 2,5$:

$$Z/\Omega \approx \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{2A}{d} \quad (4a)$$

$$Z/\Omega \approx \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2A}{d} \quad (4b)$$

Für einen runden Leiter über unendlich

großer leitender Fläche nach Bild 26 erhält man:

$$Z/\Omega = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \operatorname{arcosh} \frac{2A}{d} \quad (5)$$

oder näherungsweise für $A \gg d$:

$$Z/\Omega = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{4A}{d} \quad (6a)$$

$$Z/\Omega = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{4A}{d} \quad (6b)$$

Für eine symmetrische Bandleitung über leitender Fläche ergibt sich nach Bild 2 c als Näherungsgleichung für $A/d > 3$:

$$Z/\Omega = \frac{276}{\sqrt{\epsilon_r}} \log \frac{2A}{d \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{A}{2c}\right)^2}} \quad (7a)$$

$$Z/\Omega = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{2A}{d \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{A}{2c}\right)^2}} \quad (7b)$$

Für die in gedruckten Schaltungen häufig angewandte Konstruktion eines dünnen Bandleiters über leitender Fläche erhält man für $A > b$:

$$Z/\Omega = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_r}} \log 7 \frac{A}{b} \quad (8a)$$

$$Z/\Omega = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln 7 \frac{A}{b} \quad (8b)$$

Der Eingangswiderstand einer kurzgeschlossenen Leitung errechnet sich aus den allgemeinen Leitungsgleichungen für verlustlose Leitungen zu

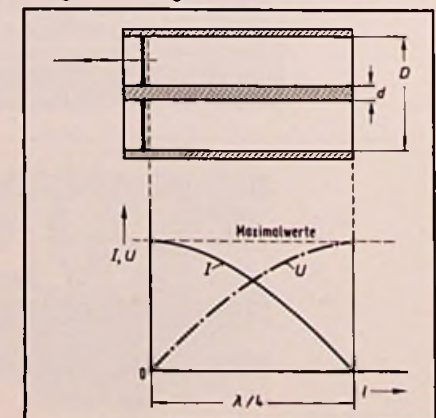
$$R_e = jZ \cdot \tan \frac{2\pi \cdot l}{\lambda} \quad (9)$$

der Eingangswiderstand einer leerlaufenden Leitung zu

$$R_e = -jZ \cdot \cot \frac{2\pi \cdot l}{\lambda} \quad (10)$$

Für eine Leitungslänge von z. B. $l/\lambda = 0,25$ (entsprechend einem Winkel von 90°) wird der Tangens unendlich und der Cotangens Null. Der erstere Fall ent-

Bild 1. Kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung in Koaxialtechnik mit Strom- und Spannungsverteilung



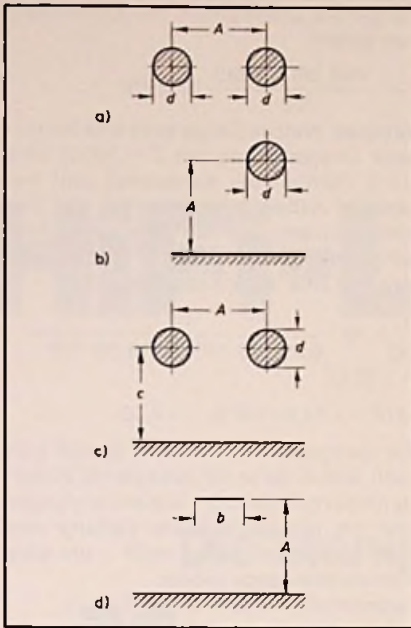


Bild 2. Schnittbilder verschiedener Leitungsanordnungen

spricht also einem verlustlosen Parallelschwingkreis bei Resonanzfrequenz, der zweite Fall einem verlustlosen Reihenschwingkreis. Man kann also Leitungen mit einer bestimmten, auf die Wellenlänge bezogenen Länge als Schwingkreise benutzen. In Bild 3 wurden die Eingangswiderstände einer kurzgeschlossenen und – gestrichelt – einer leerlaufenden Leitung gezeichnet. Um den Anfangsbereich besser ablesen zu können, wurde hierfür in Bild 4 ein vergrößerter Maßstab gewählt.

Wenn auch die Verluste einer Resonanzleitung nur sehr gering sind, so sind sie doch nicht ganz zu vernachlässigen. Meistens sind die Querverluste bei guten Dielektrika vernachlässigbar klein, so daß nur die Längsverluste (ohmscher Widerstand mit Skineffekt) berücksichtigt werden müssen. Da der Strom bei den hier betrachteten hohen Frequenzen nur auf der Oberfläche fließt, werden die Oberflächen solcher Resonanzleitungen meistens mit einer dünnen Silberschicht überzogen, damit die Verluste möglichst gering sind.

Soll der Widerstand eines Leiters bei hohen Frequenzen berechnet werden, so wird als rechnerischer Leiter-Querschnitt das Produkt aus dem Umfang der Leiter-Oberfläche und der äquivalenten Eindringtiefe angesetzt. Die Stromdichte nimmt zum Innern des Leiters hin nach einer e-Funktion ab. Die äquivalente Eindringtiefe legt den rechnerischen Leiterquerschnitt fest, durch den bei einer als konstant angenommenen Stromdichte der gleiche Strom flösse wie in Wirklichkeit. Die Eindringtiefe berechnet sich zu

$$t_e = \frac{500}{\sqrt{\mu \cdot \sigma f}} \text{ mm}, \quad (11)$$

wenn σ in Sm/mm^2 und f in Hz eingesetzt wird.
 μ – rel. Permeabilität ($\mu = 1$ für Cu, Ag, Al)

Beispiel: Wie groß ist die Eindringtiefe in einen Leiter bei $f = 100 \text{ MHz}$ und den Materialien Kupfer und Silber?

$$\sigma_{\text{Ag}} = 60, \quad \sigma_{\text{Cu}} = 57$$

$$t_{e_{\text{Cu}}} = \frac{500 \text{ mm}}{\sqrt{57 \cdot 100 \cdot 10^6}} = 6,62 \cdot 10^{-3} \text{ mm}$$

$$t_{e_{\text{Ag}}} = \frac{500 \text{ mm}}{\sqrt{60 \cdot 100 \cdot 10^6}} = 6,45 \cdot 10^{-3} \text{ mm}$$

Der Unterschied ist also wegen des geringen Unterschiedes in der Leitfähigkeit der beiden Stoffe nicht groß. Aber Silber oxidiert an der Luft zum ebenfalls gut leitenden Silberoxyd, während die nach einiger Zeit sich bildenden Kupferverbindungen an der Oberfläche sehr viel weniger gut leiten.

Für die Güte einer kurzgeschlossenen $\lambda/4$ -Leitung erhält man:

$$Q = \frac{2 \pi}{\lambda \cdot R'} \cdot Z \quad (12)$$

mit R' als Reihenverlustwiderstand je Leitungslängen-Einheit:

$$R' = \frac{R_s}{l} = \frac{1}{\sigma q}$$

Dabei sind mit Bild 1 die Querschnitte

$$q_d = d \cdot \pi \cdot t_e$$

$$q_D = D \cdot \pi \cdot t_e$$

Beispiel: Wie groß ist die Güte einer kurzgeschlossenen $\lambda/4$ -Leitung nach Bild 1 (Koaxialleitung, versilbert) bei $f = 100 \text{ MHz}$ und den Abmessungen $d = 1 \text{ cm}$ und $D = 2,71 \text{ cm}$?

Mit den Querschnitten

$$q_d = d \cdot \pi \cdot t_e = 10 \text{ mm} \cdot 3,14 \cdot 6,45 \cdot 10^{-3} \text{ mm}$$

$$q_d = 0,2 \text{ mm}^2$$

$$q_D = D \cdot \pi \cdot t_e = 27,1 \text{ mm} \cdot 3,14 \cdot 10^{-3} \text{ mm}$$

$$q_D = 0,54 \text{ mm}^2$$

folgt der bezogene Reihenverlustwiderstand des Innenleiters zu

$$R' = R'_d + R'_D$$

$$R'_d = \frac{1}{60 \cdot \text{S} \cdot \text{m/mm}^2 \cdot 0,2 \text{ mm}^2}$$

$$R'_d = 0,833 \cdot 10^{-3} \Omega/\text{cm}$$

$$R'_D = \frac{1}{60 \cdot \text{S} \cdot \text{m/mm}^2 \cdot 0,54 \text{ mm}^2}$$

$$R'_D = 0,31 \cdot 10^{-3} \Omega/\text{cm};$$

$$R' = R'_d + R'_D = (0,833 + 0,31) \cdot 10^{-3} \Omega/\text{cm}$$

$$R' = 1,14 \cdot 10^{-3} \Omega/\text{cm}.$$

Bei $f = 100 \text{ MHz}$ ist die Wellenlänge

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^{10} \text{ cm/s}}{1 \cdot 10^8 \text{ 1/s}}$$

$$\lambda = 300 \text{ cm}$$

$$\lambda/4 = 75 \text{ cm}.$$

Die Leitung ist also 75 cm lang.

Nach Gl. 2 b ist mit $r_s = 1$:

$$Z/\Omega = 60 \cdot \ln \frac{2,71}{1}$$

$$Z = 60 \Omega.$$

$$Q = \frac{2 \pi \cdot 60 \Omega}{300 \text{ cm} \cdot 1,14 \cdot 10^{-3} \Omega/\text{cm}} = 1100.$$

Die Güte eines solchen Schwingkreises aus einer $\lambda/4$ -Leitung erreicht also einen sehr hohen Wert. Praktisch dürfte dieser Wert allerdings nicht ganz zu erreichen sein, weil Übergangswiderstände beim Kurzschlußschieber nicht ganz zu vernachlässigen sind und auch die Verluste in den Keramikstützen noch etwas eingehen.

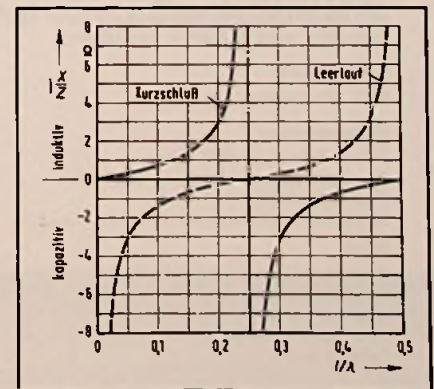
Bisher wurde die $\lambda/4$ -Leitung so betrachtet, als ob sie nicht belastet wäre. In der Praxis muß aber eine solche Leitung durch ein aktives Bauelement angesteuert werden, und außerdem ist eine Belastung vorhanden. Beide Einflüsse bewirken sowohl einen ohmschen wie auch einen kapazitiven Widerstand parallel zur Leitung.

Durch die unvermeidliche kapazitive Belastung wird die Leitung elektrisch verlängert. Um wieder eine $\lambda/4$ -Leitung zu bekommen, muß also eine kürzere Leitung verwendet werden. Die zusätzliche Kapazität am Leitungsanfang erfordert eine Leitung, die ein induktiver Widerstand ist, damit wieder Resonanz eintreten kann. Es gilt also:

$$\left| \frac{1}{\omega \cdot C_z} \right| = \left| Z \cdot \tan \frac{2 \pi l}{\lambda} \right| \quad (13)$$

Man braucht aber die obige Gleichung nicht zu berechnen, da die Werte viel einfacher aus Bild 3 oder Bild 4 entnommen werden können.

Bild 3. Komplexer Eingangswiderstand einer kurzgeschlossenen und leerlaufenden Leitung



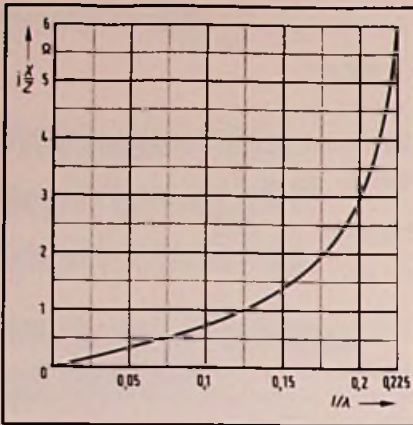


Bild 4. Teilausschnitt aus Bild 3 bis $l/\lambda = 0,23$

Beispiel: Wie lang ist die $\lambda/4$ -Leitung des vorherigen Beispiels zu machen, wenn eine Kapazität von $C_z = 10 \text{ pF}$ dem Leitungsanfang parallelgeschaltet wird?

$$X = \omega L = \frac{1}{\omega \cdot C_z} = \frac{1}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 10 \cdot 10^{-12} \text{ F}} = 160 \Omega$$

$$X/Z = 160 \Omega / 60 \Omega = 2,67.$$

Aus Bild 4 folgt:

$$l/\lambda = 0,193.$$

Die Länge der verkürzten Leitung wird also

$$l = 300 \text{ cm} \cdot 0,193 = 48,9 \text{ cm}.$$

Da die ursprüngliche Länge 75 cm betrug, muß die Leitung um $75 \text{ cm} - 48,9 \text{ cm} = 26,1 \text{ cm}$ verkürzt werden. Die Leitung wird also handlicher. Selbstverständlich geht auch die Güte dieses Kondensators C_z in die Gesamtgüte des Schwingkreises ein. Ähnlich wie eine kapazitive Belastung wirkt auch ein Dielektrikum verkürzend auf die Leitung ein. Durch die geringere Ausbreitungsgeschwindigkeit im Dielektrikum gegenüber Luft wird die elektrische Wellenlänge kleiner. Es gilt:

$$\lambda' = \lambda / \sqrt{\epsilon_r} \quad (14)$$

oder

$$\lambda = \lambda' \cdot \sqrt{\epsilon_r}$$

λ' – Wellenlänge im Dielektrikum
 λ – Wellenlänge in Luft

Eine nach Gl. 14 kleinere Wellenlänge bedeutet aber, daß eine $\lambda/4$ -Leitung mit Dielektrikum kürzer als eine solche ohne Dielektrikum (Luft) sein muß.

$$\frac{l}{\lambda} = \frac{l}{\lambda' \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (15)$$

Beispiel: Es soll eine $\lambda/4$ -Leitung mit einem normalen Kabel aus Oppanol ($\epsilon_r = 2$) bei $f = 100 \text{ MHz}$ gebaut werden. Wie lang muß das Kabel sein?

Wenn Luft als Dielektrikum ($\epsilon_r = 1$) vorhanden wäre, bekäme man

$$l/\lambda = 0,25$$

und

$$l = 300 \text{ cm} \cdot 0,25 = 75 \text{ cm}.$$

Durch das Dielektrikum mit $\epsilon_r = 2$) muß nun gelten:

$$l = \frac{300 \text{ cm} \cdot 0,25}{\sqrt{2}} = 53,2 \text{ cm}$$

Beispiel: Welche Länge muß eine homogene Doppelleitung mit $Z = 100 \Omega$ und $\epsilon_r = 2$ (Teflon) bei Kurzschluß und bei Leerlauf haben, wenn sie bei der Betriebsfrequenz von 500 MHz einen Eingangswiderstand von 10 pF haben soll, also wie eine reine Kapazität wirkt?

$$\frac{1}{j\omega C} = -j \frac{1}{6,28 \cdot 500 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 10 \cdot 10^{-12} \text{ F}} = j 32 \Omega$$

$$j X/Z = -32 \Omega / 100 \Omega = -0,32$$

Die kurzgeschlossene Leitung muß nun nach Bild 3, da ja ein kapazitiver Widerstand zu realisieren ist, wesentlich länger sein als die leerlaufende Leitung und zwar – wie man sofort sieht – um eine Viertelwellenlänge größer.

Kurzschluß (aus Bild 3 und Bild 4):

$$l_k/\lambda\omega = 0,45;$$

$$l_k = 0,45 \cdot \frac{60 \text{ cm}}{\sqrt{2}} = 19,15 \text{ cm}$$

$$l/\lambda' = 0,2;$$

$$l_L = 0,2 \cdot \frac{60 \text{ cm}}{\sqrt{2}} = 8,5 \text{ cm}$$

$$19,15 \text{ cm} - 8,5 \text{ cm} = 10,65 \text{ cm};$$

$$\lambda'/4 = 15 \text{ cm} / \sqrt{2} = 10,61 \text{ cm}.$$

(Wird fortgesetzt)

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“.
 Vereinigt mit „Rundfunk-Fernseh-
 Großhandel“

Redaktion

Chefredakteur:
 Dipl.-Ing. Wolfgang Sandweg

Redakteure:

Josef Barfuß, Curt Rint, Margot Sandweg

Redaktion Funk-Technik

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

Außenredaktion Funk-Technik

Redaktionsbüro W. + M. Sandweg
 Weiherfeld 14
 8131 Aufkirchen über Starnberg
 Telefon (0 81 51) 56 69

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

Anzeigen

Anzeigenleiter:
 Walter Sauerbrey

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
 Kündigungsfrist:
 Zwei Monate vor Quartalsende (Ausland:
 Bezugsjahr)
 Bei unverschuldetem Nichterscheinen keine
 Nachlieferung oder Erstattung.

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

Tel. München
089/
18 60 51

Die Anzeigenabteilung informiert:

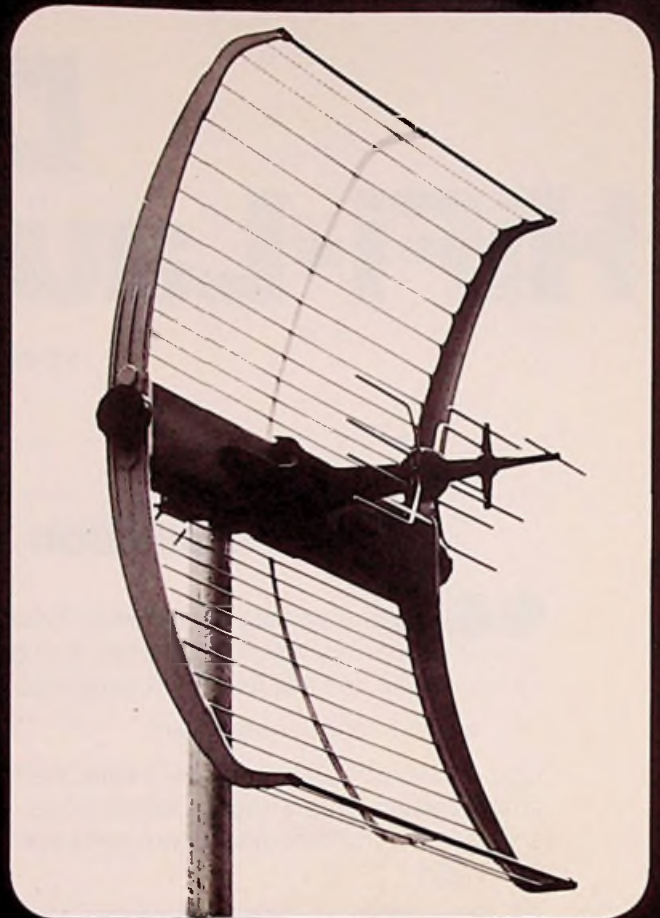
Nach 3½-jähriger Abwesenheit kehrten wir von der Landshuter Allee in unser Stammhaus in die Lazarettstraße 4 zurück.

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

komplett



clou 45

UHF-Fernsehantenne mit vielen besonderen Vorzügen



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

clou 45 — ein komplettes Paket der besten Eigenschaften die eine UHF-Antenne haben kann!



Hans Kolbe & Co
Nachrichtenübertragungstechnik
3202 Bad Salzdetfurth · Postfach 49

Den Hunger bekämpfen

Niemand kann auf die Dauer den Hunger beseitigen, wenn nicht das Brot in der Dritten Welt selbst wächst. Den Hunger bekämpfen heißt deshalb in erster Linie: Die Landwirtschaft fördern. Fachleute sind

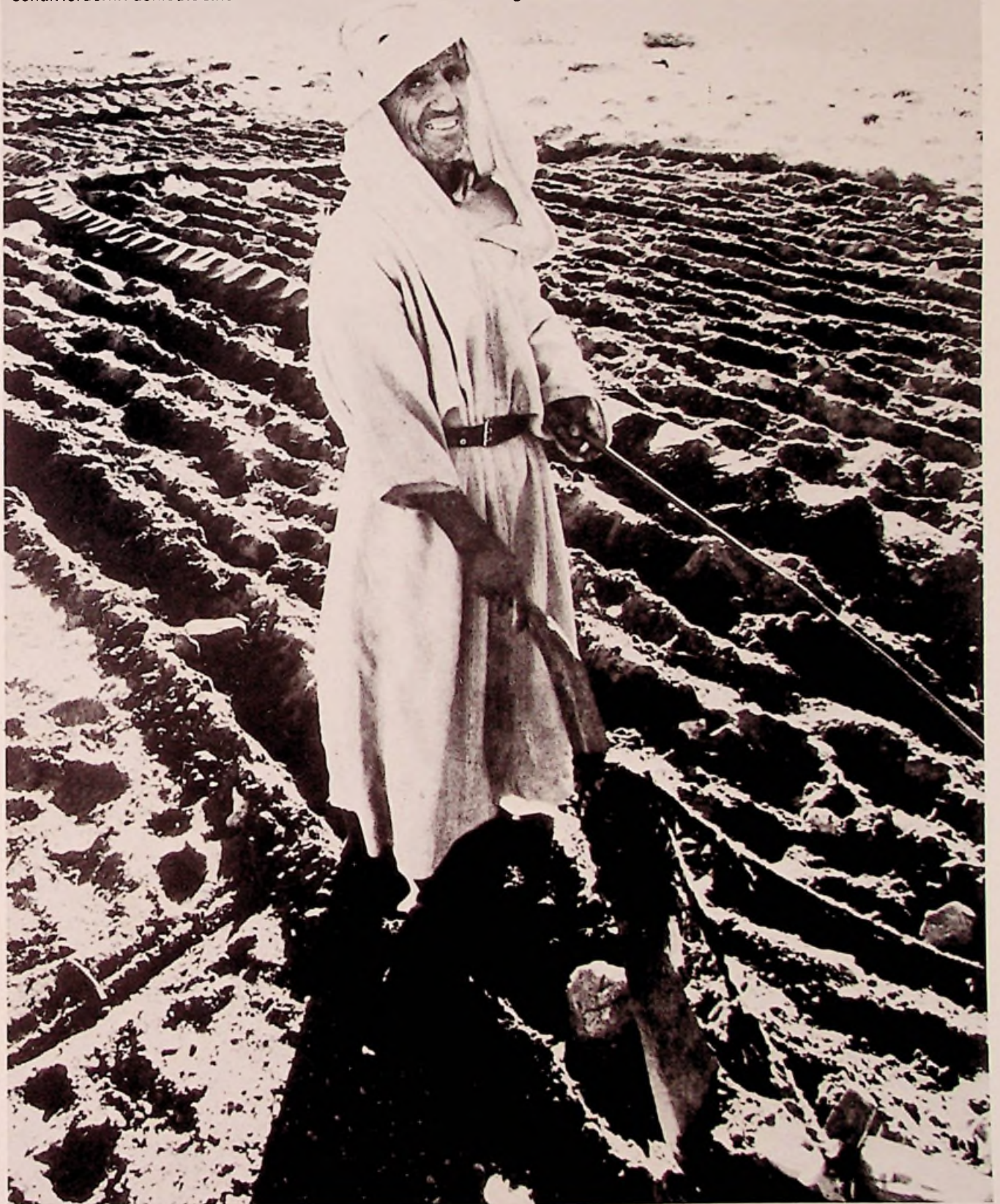
sich aber auch einig, daß durch angepaßte Gesundheits- und Bildungsprogramme oft bessere Ergebnisse erzielt werden können, als mit Maßnahmen, die direkt an der Nahrungsmittelproduktion einsetzen. Es wäre daher unlogisch, isolierte Programme zur Bekämpfung des Hungers

zu entwerfen. Eine Strategie gegen diese größte Plage der Menschheit kann nur eine Strategie gegen die Unterentwicklung sein. Es gilt, die Armut auf dem Lande anzugreifen, die Entwicklung voranzutreiben. Und zwar auf allen Sektoren. Hier Beiträge zu leisten, ist Kern der Aufgabe von »Brot für die Welt«.

Brot für die Welt

Hilfe zum Leben

Landesgirokasse Stuttgart
Konto Nr. 500500500



Hitachi

Mickan, G.

Z L 15933

Mr. 1/70

1255 Woltersdorf
25 Goethestr. 11



...mit der Dreikopf- Cassetten-Tonbandmaschine D-900. Denn 3 Köpfe leisten mehr als nur zwei.


Bieten Sie Ihren Kunden den vollendeten Hörgenuß. Denn mit der D-900, einer außergewöhnlichen Cassetten-Tonbandmaschine von Hitachi, wird Ihnen eine weitere Möglichkeit geboten, das technische Niveau und die Attraktivität Ihres Angebots zu erhöhen.

Die D-900 weist – wie die professionellen Spulen-Tonbandgeräte – eine echte Dreikopfbestückung auf. Deshalb die hervorragende Klangqualität, die optimalen Spaltbreiten und die Möglichkeit zur Hinterbandkontrolle.

Mit der D-900 sind Aufnahmen möglich, die jeden Experten zufriedenstellen werden. Dabei ist die Bedienung

denkbar einfach. 7 Kurzhubtasten oder eine zusätzliche Fernbedienung ermöglichen die Steuerung der Funktionen Aufnahme/Rücklauf/Wiedergabe/Vorlauf/Stop/Pause/Edit. Weitere Vorzüge des D-900: DOLBY-Rauschunterdrückung, zuverlässige Bandlaufwerte, die sich durch extrem niedrige Gleichlaufschwankungen auszeichnen.

Technische Daten des D-900: 25–18.000 Hz (± 3 dB, CrO₂), Signal-Rauschspannungsabstand: über 63 dB (DOLBY), Gleichlaufschwankungen: 0,15%. Übersprechdämpfung: über 60 dB. Köpfe: Löschkopf, eingebaute 2-in-1 R/P Ferrit-Köpfe. 3 Bandarten schaltbar.

 **HITACHI – mehr Spaß an der Technik**

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.