

Technische Mitteilungen aus dem Bereich Bauelemente.

Für die Schaltungen wird keine Gewähr bezüglich Patentfreiheit übernommen.

Liefermöglichkeiten und technische Änderungen vorbehalten.

Nachdruck mit genauer Quellenangabe ist bei Einsendung von zwei Belegexemplaren gestattet.

Zuschriften zu den Technischen Mitteilungen sind zu richten an die nächstliegende Siemens-Geschäftsstelle oder an

SIEMENS AKTIENGESELLSCHAFT
Bereich Bauelemente Vertrieb, Technisches Schrifttum
8000 München 80, Balanstraße 73

Tonübertragung und Fernsteuerverfahren mit Infrarot

Von Rudolf Knauer

Diplomphysiker Rudolf Knauer
Siemens Aktiengesellschaft
Bereich Bauelemente, München
Anwendungstechnik Optoelektronik

1. Einleitung
2. Grundsätzliche Betrachtungen zu IR-Übertragungsverfahren
 - 2.1 Erforderliche Sendeleistung
 - 2.2 Einfluß des Umgebungslichtes
 - 2.3 Einfluß der Lichtart und des Filters auf den Fotodioden-Gleichstrom
 - 2.4 Größe des Nutz-Fotodiodenstromes
 - 2.5 Betrachtungen zum Störabstand
3. IR-Tonübertragung
 - 3.1 Monoton für Fernseh-Empfänger
 - 3.1.1 Infrarot-Tonsender für niederen FM-Hub
 - 3.1.2 Infrarot-Tonsender mit hoher FM-Linearität
 - 3.1.3 Infrarot-Empfängerschaltungen mit dem IC S 041 P
 - 3.2 Stereoton-Übertragung
4. Phasenvergleichsverfahren
 - 4.1 Wirkungsweise des Phasendetektors
 - 4.2 Dimensionierung des Phasenschieberkreises
5. IR-Fernsteuerung
 - 5.1 Fernbedienung von Fernsehgeräten
 - 5.2 Welche Übertragungsart zeichnet sich für eine künftige IR-Fernbedienung ab?
6. Bauelemente für IR-Übertragung
 - 6.1 Sendedioden LD 241 T, LD 27
 - 6.2 Empfangsdiode BPW 34
 - 6.3 FM Demodulator S 041 P
7. Ausblick
8. Verzeichnis der verwendeten Symbole und Literatur

1. Einleitung

Die drahtlose Informationsübermittlung geschieht in der Regel über elektromagnetische Funkwellen. In Fällen, in denen diese Übertragungsart wegen unzulässiger Störstrahlung ausgeschlossen ist, bieten sich folgende Ausweichmöglichkeiten an:

- a) Übertragung mittels Licht
- b) Übertragung mittels Schall
- c) induktive (magnetische) Übertragung
- d) kapazitive (elektrische) Übertragung

Die Verfahren c und d besitzen ein beschränktes Wirkungsfeld.

Die Informationsübertragung mittels Licht hat dagegen in jüngster Zeit durch die Entwicklung der Lumineszenzdioden wieder an Bedeutung gewonnen. Besonders effektiv ist die Verwendung von Infrarotlicht, da Lumineszenzdioden im IR-Bereich (Wellenlänge ca. 950 nm) ihren höchsten Wirkungsgrad haben. Auch auf der Empfangsseite stehen in den Silizium-Dioden geeignete Lichtdetektoren zur Verfügung.

Gegenüber der Ultraschall-Übertragung ergeben sich vor allem folgende Vorteile:

- Höhere Trägerfrequenz und insbesondere wesentlich breitbandigere Modulation möglich
- keine störenden räumlichen Interferenzen
- keine Störungen durch Klirrgeräusche

Neben der bereits viel verwendeten Übertragung mit gebündeltem Licht, zum Beispiel in Lichtschranken und Lichtsprechgeräten, findet heute auch die nichtrichtungsgebundene, diffuse Abstrahlung in geschlossenen Räumen zunehmendes Interesse. So zeichnen sich als Anwendungsgebiete die drahtlose Tonübertragung für Kopfhörer zum Empfang von Fernseh- und Rundfunkton sowie die Informationsübermittlung im Rahmen von Schulungen, Konferenzen ab.

Eine weitere Möglichkeit, bei der allerdings ein gewisser Richteffekt ausgenutzt wird, ist die Fernsteuerung von Fernsehgeräten, Modellen und ähnlichen technischen Einrichtungen.

Die vorliegende Technische Mitteilung befaßt sich mit den IR-Übertragungs- und Fernsteuerverfahren in abgeschlossenen Räumen. Es wird eine Übertragungsanlage für Mono-Ton beschrieben, mit der zum Beispiel der Fernseh- oder Rundfunkton innerhalb eines Raumes drahtlos auf Kopfhörer übertragen werden kann.

Die Vorzüge der IR-Fernsteuerung werden an einem Beispiel der Fernbedienung von Farbfernsehgeräten aufgezeigt.

Als optoelektronische Bauteile werden drei Neuentwicklungen von Siemens verwendet: Die GaAs-Lumineszenzdioden LD 241 T und LD 27 als Sender und die besonders kapazitätsarme Si-Fotodiode BPW 34 als Empfänger.

2. Grundsätzliche Betrachtung zu IR-Übertragungsverfahren

2.1. Erforderliche Sendeleistung

Die heutigen IR-Übertragungssysteme verwenden in der Regel eine oder mehrere Ga-As-Lumineszenzdioden als Sender und eine Silizium-Fotodiode in Planartechnik als Empfänger. Der Sender muß so viel Energie liefern, daß das geforderte Signal-Rauschverhältnis im Empfänger erreicht wird. Erfahrungsgemäß ist hierzu eine minimale Bestrahlungsstärke von etwa 1 nW/mm^2 am Empfangsort notwendig.

Die Sender-LEDs arbeiten bei einer Wellenlänge von ca. 950 nm . Die abgestrahlte Leistung ist dem Diodenflußstrom I_F direkt proportional. Der Wirkungsgrad, d. h. das Verhältnis zwischen Strahlungsleistung und zugeführter elektrischer Leistung, liegt heute zwischen 5 und 10 %. Standard-Dioden, wie LD 241 T, haben eine Verlustleistung von etwa 350 mW und können 10 bis 20 mW IR-Leistung abstrahlen. Das mit der Anode verbundene Metallgehäuse muß so gut gekühlt werden, daß bei dem angegebenen Wärmewiderstand $R_{\text{th JG}}$ zwischen Sperrschicht und Gehäuse (für LD 241 ca. 135 K/W) die Sperrschicht-Temperatur unter 100°C bleibt. Mit zunehmender Sperrschicht-Temperatur nimmt die abgestrahlte Energie um ca. $6\%/K$ ab.

IR-Dioden für größere Leistungen sind erhältlich, aber wegen der Probleme bei der internen Wärmeableitung wesentlich teurer. Im allgemeinen ist es zweckmäßiger, mehrere kleine Dioden in Serie zu schalten. Dabei ist darauf zu achten, daß die einzelnen Kühlkörper gegeneinander isoliert sind.

Die Energie-Übertragung zwischen Sender und Empfänger kann entweder direkt (gerichtete Strahlung) oder auf Umwegen über Reflexionen (diffuse Strahlung) erfolgen. Im 1. Fall vermindert sich die Bestrahlungsstärke am Empfänger quadratisch mit dem Abstand vom Sender. Im 2. Fall ist die Gesamtfläche der Raumwände und ihre Absorption für die Empfangs-Bestrahlungsstärke maßgebend. Der Sender muß die absorbierte Energie ständig ersetzen und die Mindest-Bestrahlungsstärke an den Raumwänden aufrechterhalten. In der Praxis liegt meist eine Mischung dieser beiden Extreme vor. Bei üblichen Wohnräumen kann man mit einer mittleren Wandabsorption von 30 bis 50 % rechnen.

Die Bestrahlungsstärke innerhalb des Raumes ist eher größer als die mittlere Bestrahlungsstärke an den Wänden.

In einem Raum mit der Oberfläche O wird an den Wänden die Energie

$$P_s = O (1 - \rho) E_e \quad (1)$$

vernichtet, wenn unter ρ der mittlere Reflexionsfaktor und unter E_e die Bestrahlungsstärke verstanden wird. Index e steht für „energetisch“, im Gegensatz zu $v =$ „visuell“.

Die auf der Empfangsseite verwendeten Si-Dioden haben ihr spektrales Maximum bei 800 bis 900 nm (Bild 1), sie sind aber auch bei 950 nm noch gut zu verwenden. Es wird ein Quantenwirkungsgrad von ca. 65 % erreicht. Für praktische Zwecke kann man sich merken, daß $1 \mu\text{W}$ Strahlungsleistung auf der aktiven Empfängerfläche einen Nutzstrom von rund $0,5 \mu\text{A}$ ergibt, unabhängig von der Größe der Diode.

Beispiel:

Strahlungsstärke des Senders	4 mW/sr
Bestrahlungsstärke in 1 m Entfernung	4 nW/mm ²
Gesamtleistung am Empfänger auf einer effektiven Diodenfläche von 8 mm ²	32 nW
Dioden-Nutzstrom	16 nA

2.2. Einfluß des Umgebungslichtes

Bei allen IR-Übertragungsverfahren muß darauf geachtet werden, daß Störungen durch das Umgebungslicht möglichst gering gehalten werden. Es ist zu unterscheiden zwischen Störungen durch Gleichlicht und Störungen durch Lichtimpulse. Das Gleichlicht, welches auf die Fotodiode fällt, bewirkt eine Erhöhung des Rauschens, da der vom Licht erzeugte Fotogleichstrom durch einen Schrotstrom überlagert ist. Der Effektivwert i_s dieses Schrotstromes ist der Wurzel aus dem erzeugten Fotogleichstrom I_G und der Empfängerbandbreite Δf proportional, also

$$i_G = \sqrt{2 e I_G \Delta f} \quad (2)$$

oder, in einer für die Praxis geeigneteren Form:

$$i_G / \text{pA} = 18 \cdot \sqrt{I_G / \mu\text{A} \cdot \Delta f / \text{kHz}} \quad (3)$$

Als Richtwert sei angegeben, daß ein Fotostrom von $1 \mu\text{A}$ bei einer Bandbreite von 1 kHz einen Schrotstrom von ca. 18 pA erzeugt.

Der vom Normlicht A (Glühlicht mit der Farbtemperatur 2856 K) hervorgerufene Foto-Diodengleichstrom beträgt:

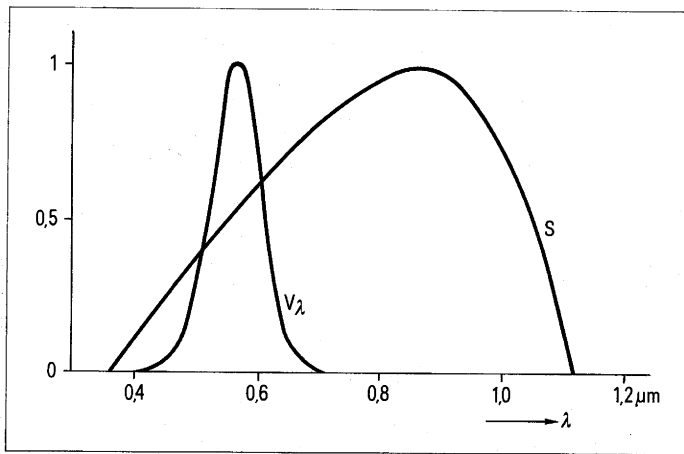


Bild 1
Relative spektrale Empfindlichkeit S
der Silizium-Fotodiode BPW 34
und Augenempfindlichkeitskurve V_λ .

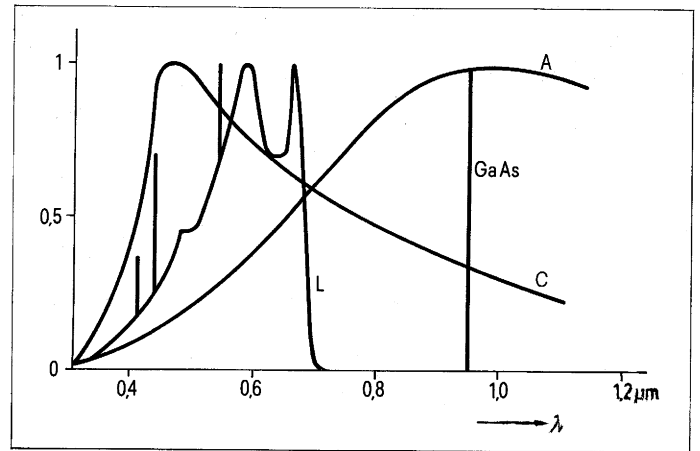


Bild 2
Relative spektrale Energieverteilungen
A Glühllicht, $T = 2958 \text{ K}$ (Normlicht A)
C diffuses Tageslicht (Normlicht C)
L Leuchtstoffröhrenlicht (Universal-Weiß)

$$I_{GA} = S \cdot E_v \quad (4)$$

S Empfindlichkeit der Fotodiode in A/Lux

E_v Beleuchtungsstärke in Lux

Mit $E_v = 1000 \text{ Lux}$, $S = 50 \text{ nA/Lux}$ und $\Delta f = 20 \text{ kHz}$ ergibt sich zum Beispiel ein effektiver Schrotstrom i_G von 570 pA .

Der Fotogleichstrom kann außerdem einen unerwünschten Spannungsabfall am Lastwiderstand der Fotodiode hervorrufen. Resonanzkreise am Eingang verhindern dies.

Eine Störung durch Lichtblitze kann entstehen, wenn steile Schaltflanken vorhanden sind, so daß Teile des Spektrums in den Empfangsbereich fallen. Solche Störungen können beispielsweise beim Einschalten von Leuchtstoffröhren entstehen. Es ist deshalb zweckmäßig, die zu übertragende Information einem Träger aufzumodulieren, dessen Frequenz genügend hoch über der niederfrequenten Störung liegt.

Aus den genannten Gründen ist man bestrebt, das Fremdlicht soweit als möglich von der Empfangsdiode fernzuhalten. Dies ist mit verschiedenen handelsüblichen Kantenfiltern, die den Bereich unter 800 bis 900 nm sperren, möglich, zum Beispiel Kodak Gelatine-Filter Nr. 87 C oder IR-Folien der Fa. Göttinger Farbfiler. Gut bewährt hat sich außerdem die Verwendung eines unbelichteten, aber entwickelten Farbfilmes, zum Beispiel Agfa CT 18. Mit derartigen Filtern können die Störungen durch Leuchtstofflampen fast völlig beseitigt und die Wirkung von Tageslicht stark vermindert werden. Glühllicht dagegen wird nur um knapp 50%

geschwächt, weil das spektrale Maximum in der Gegend der Sender-Wellenlänge von 950 nm liegt (**Bild 2**). Man sollte deshalb den Akzeptanzwinkel der Fotodiode auf das unbedingt nötige Maß beschränken.

2.3. Einfluß der Lichtart und des Filters auf den Fotodioden-Gleichstrom

Drei Lichtarten werden näher betrachtet:

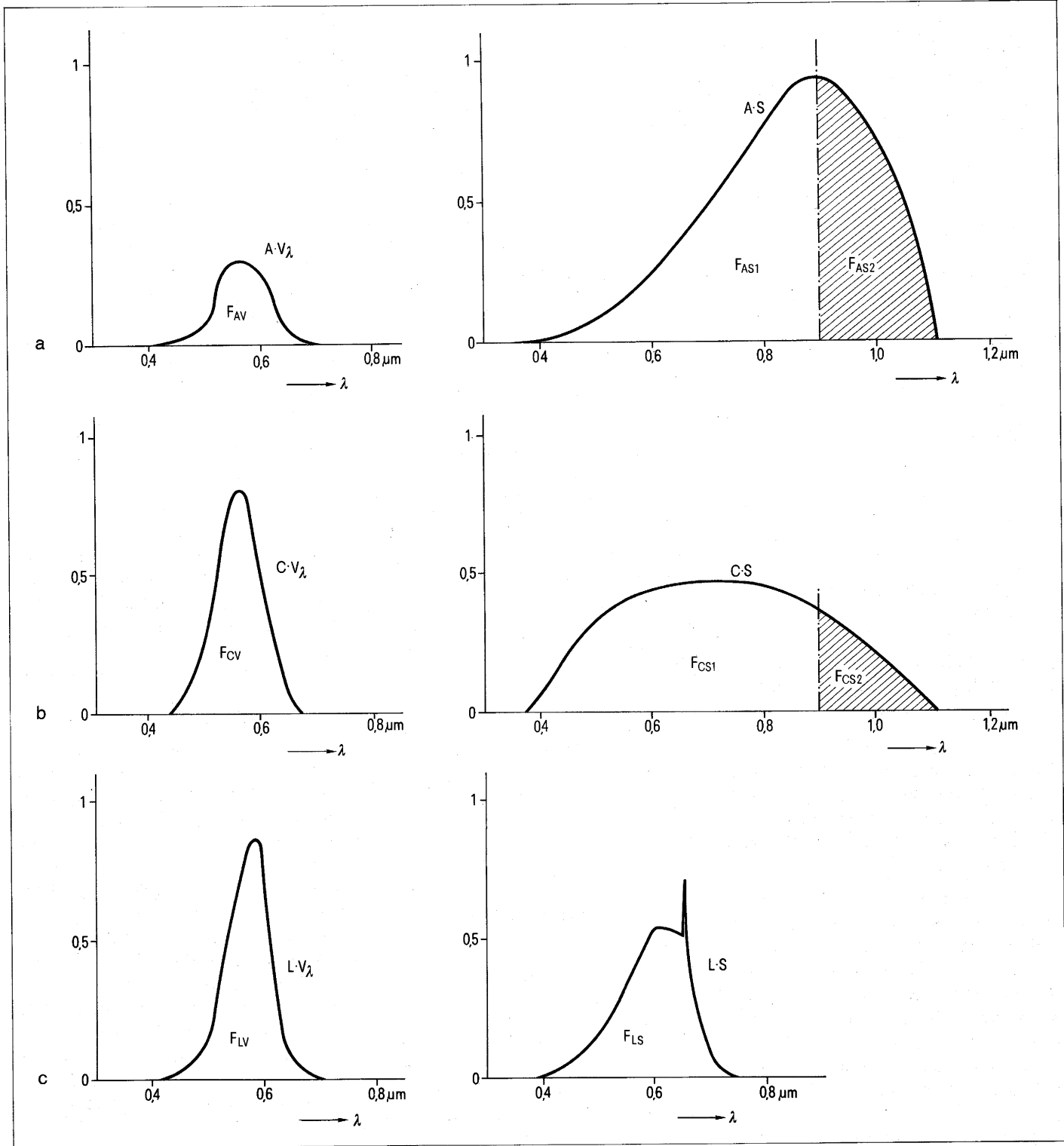
- Glühllicht
- natürliches Tageslicht
- Licht von Leuchtstoffröhren

Si-Dioden haben ihr spektrales Empfindlichkeitsmaximum bei ca. 800 nm (**Bild 1**). Sie bewerten also Licht im nahen Infrarot besonders stark. Für eine feste Beleuchtungsstärke (zum Beispiel 1000 Lux) liefert eine Fotodiode einen um so größeren Strom, je mehr Spektralanteil der Lampe im nahen Infrarot liegt. Auch die Strahlung von GaAs-Dioden wird mit gutem Wirkungsgrad in Strom umgewandelt. Lichtquellen mit überwiegend kürzeren Wellenlängen (kaltes Licht) werden schwächer bewertet. Geht man von einer konstanten Lux-Zahl aus und berechnet den auf Normlicht A bezogenen Fotostrom einer beliebigen Lichtquelle als Lichtfaktor k , so gilt näherungsweise:

Glühllicht (Normlicht A)	$k = 1$
Tageslicht (Normlicht C)	$k = 0,3$
Leuchtstoffröhrenlicht (Universal-Weiß)	$k = 0,12$

Die spektrale Energieverteilung dieser Lichtsorten ist in **Bild 2** wiedergegeben. Beim Lichtartfaktor k für Glühllicht ist der Einfluß der Farbtemperatur relativ gering, insbesondere für $T < 3000 \text{ K}$. Dies erklärt sich dadurch, daß die Spektralkurven im Bereich $< 1000 \text{ nm}$ durch Gerade angenähert werden können, da die Maximas bei Wellenlängen $> 1000 \text{ nm}$ liegen. Damit bleibt die vom Auge registrierte Helligkeit und der Fotodiodenstrom immer im gleichen Verhältnis zueinander. Am Verhältnis Lux/Fotostrom wird also in erster Näherung nichts geändert. Auch der Begriff „Tageslicht“ kann sehr weit gefaßt werden. Erfahrungsgemäß ist zum Beispiel der Unterschied zwischen direktem Sonnenlicht und Licht bei bewölktem Himmel bezüglich des Lichtartfaktors k gering. Bei Licht von Leuchtstoffröhren bestehen größere Unterschiede zwischen den einzelnen Typen. Hier wird deshalb immer das meistverwendete „Universal-Weiß“ zugrunde gelegt.

In **Bild 3** ist die Bewertung der drei genannten Lichtarten sowohl durch das Auge als auch durch eine Si-Fotodiode veranschaulicht. Auf der rechten Bildhälfte ist die Bewertung durch die Fotodiode, auf der linken Bildhälfte die durch das Auge dargestellt. Die Bewertungskurven sind durch Produktbildung aus spektraler Energieverteilung des betreffenden Lichtes (siehe **Bild 2**) und der spektralen Empfindlichkeitsverteilung von Auge bzw. Fotodiode (siehe **Bild 1**) ermittelt worden. Das Verhältnis der rechten zur linken Kurvenfläche innerhalb einer Zeile ist ein Maß für den zu erwartenden Fotostrom, wenn die in Lux gemessene Beleuchtungsstärke konstant gehalten wird. Für die



drei Lichtarten a, b, c ergeben sich folgende Flächenverhältnisse:

	normiert auf $V_A = 1$	
$V_A = \frac{F_{AS}}{F_{AV}} = 9,5$	1	
$V_C = \frac{F_{CS}}{F_{CV}} = 2,7$	0,28	
$V_L = \frac{F_{LS}}{F_{LV}} = 1,1$	0,12	

Diese Werte entsprechen bei Normierung den oben aufgeführten Lichtartfaktoren k und stimmen mit den experimentell gefundenen Werten gut überein.

Im Interesse eines großen Störabstandes muß man den Umlicht-Anteil im Fotostrom möglichst gering halten. Das Umgebungslicht kann man teilweise durch Filter aussperren, darf dabei jedoch das Nutzlicht, das bei GaAs-Dioden im Bereich zwischen 920 und 980 nm liegt, nicht wesentlich abschwächen.

Bei einem Kantenfilter mit einer Grenzwellenlänge von 900 nm werden nur die in **Bild 3** schraffiert eingezeichneten Lichtanteile durchgelassen. Das Filter bewirkt also eine Verringerung des vom Umgebungslicht stammenden Fotostromes um einen Faktor, der dem Flächenverhältnis des schraffierten Anteils zur

Bild 3
Spektrale Bewertung verschiedener Lichtquellen durch das Auge bzw. eine Silizium-Fotodiode (BPW 34)
a) Normlicht A
b) Normlicht C
c) Leuchtstoffröhrenlicht „Universal-Weiß“

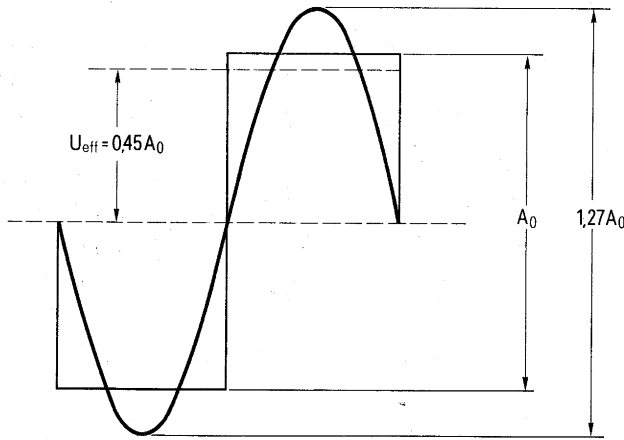


Bild 4
Rechteckimpuls und
zugehöriger Grundwellenanteil

Gesamtfläche entspricht. Die Filterfaktoren α_l (Index l bedeutet „bezogen auf die jeweilige Lichtart“, also l = A, C, L) ergeben sich aus **Bild 3 a** und **3 b** zu:

$$V'_A = \frac{F_{AS2}}{F_{AS1} + F_{AS2}} = 0,4 = \alpha_A$$

$$V'_C = \frac{F_{CS2}}{F_{CS1} + F_{CS2}} = 0,17 = \alpha_C$$

Bei Licht von Leuchtstoffröhren (**Bild 3 c**) würde man nach dieser Darstellung den Umlichteinfluß völlig ausschalten können. Praktische Versuche haben aber gezeigt, daß Leuchtstoffröhrenlicht auch noch spektrale Anteile im Bereich über 900 nm besitzt. Der Filterfaktor α_L liegt, experimentell bestimmt, bei etwa 1/30. Bei älteren Leuchtstoffröhren kann er auch etwas höher sein.

Zusammengefaßt ergeben sich also bei Verwendung eines Kantenfilters mit Grenzwellenlänge 900 nm folgende Bewertungsfaktoren für die Schädlichkeit des Umgebungslichtes:

Bewertungsfaktor k_{α_l} ,
bezogen auf ungefiltertes
Glühllicht (= 1)

Glühllicht	0,4
Tageslicht	0,05
Leuchtstoffröhrenlicht	0,004

Bezogen auf gleichen Störeinfluß kann man also bei Leuchtstoffröhrenlicht mit IR-Filter rund die 250fache, bei Tageslicht die 20fache Beleuchtungsstärke gegenüber ungefiltertem Glühllicht zulassen. Ein IR-Filter bei Glühllicht dagegen bringt nur eine Verbesserung um den Faktor 2,5.

2.4. Größe des Nutz-Fotodiodenstromes

Bei monochromatischem Licht, also auch bei Lumineszenzdioden, ist es zweckmäßig, für Empfindlichkeitsbetrachtungen das energetische Maßsystem zu benutzen, also nicht von der Beleuchtungsstärke E_v in Lux, sondern von der Bestrahlungsstärke E_e in W/m^2 auszugehen. Man erhält dann eine sehr einfache Beziehung für den Nutz-Fotodiodenstrom (Signalstrom).

$$I_s = K A E_e \quad (5)$$

A ist die effektive Empfängerfläche, $A E_e$ also die gesamte einfallende Nutzleistung P_e . K ist die energetische Empfindlichkeit von Si-Fotodioden. Für IR-Licht mit $\lambda = 950$ nm hat K ziemlich genau den Wert 0,5, so daß man die einfache Näherungsformel erhält:

$$\text{Für } \lambda = 950 \text{ nm: } I_s \approx 0,5 P_e \quad (6)$$

Das bedeutet, die energetische Empfindlichkeit K der Fotodiode beträgt 0,5 A/W bzw. 0,5 $\mu A/\mu W$ oder auch 0,5 nA/nW.

Der allgemeine Ausdruck für die Größe K lautet:

$$K = \frac{e}{h\nu} \cdot \eta_q \quad (7)$$

Für die Praxis vereinfacht:

$$K = 0,8 \frac{\lambda}{\mu m} \cdot \eta_q$$

Darin bedeuten:

e = Elementarladung = $1,6 \cdot 10^{-19}$ As

h = Plancksches Wirkungsquantum = $6,62 \cdot 10^{-34}$ Ws^2

$\nu = \frac{c}{\lambda}$ = Lichtfrequenz

mit $c = 3 \cdot 10^8$ m/s, λ in m

η_q = Quantenwirkungsgrad

Mit den Werten $\lambda = 950$ nm und $\eta_q = 65\%$ erhält man die oben angegebene Beziehung (7).

Für den Fall einer rechteckmodulierten Strahlung interessiert der Effektivwert der Grundwelle. Zur Veranschaulichung dient **Bild 4**. Einem Rechtecksignal mit der Amplitude A_0 ist eine Grundwelle mit dem $\frac{4}{\pi}$ fachen Spitze-Spitze-Wert zugeordnet. Der Effektivwert ist um den Faktor $2\sqrt{2}$ kleiner. Man erhält also für die Grundwelle eines rechteckförmigen Signalstromes mit der Amplitude $A_0 = I_s$:

$$I_{s1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_s = 0,45 I_s \quad (8)$$

2.5. Betrachtungen zum Störabstand

In nicht zu dunklen Räumen überwiegt das vom Umlicht erzeugte Störsignal alle übrigen Rauschquellen. Bei sehr geringem Umgebungslicht kommt noch das Rauschen des Eingangswiderstandes R der Empfängerschaltung hinzu. Das Rauschen des Verstärkers selbst kann bei $f_o = 100$ kHz meist vernachlässigt werden, ebenso das Rauschen des Dunkelstromes und des Signalstromes. Für das Signal-Rausch-Verhältnis

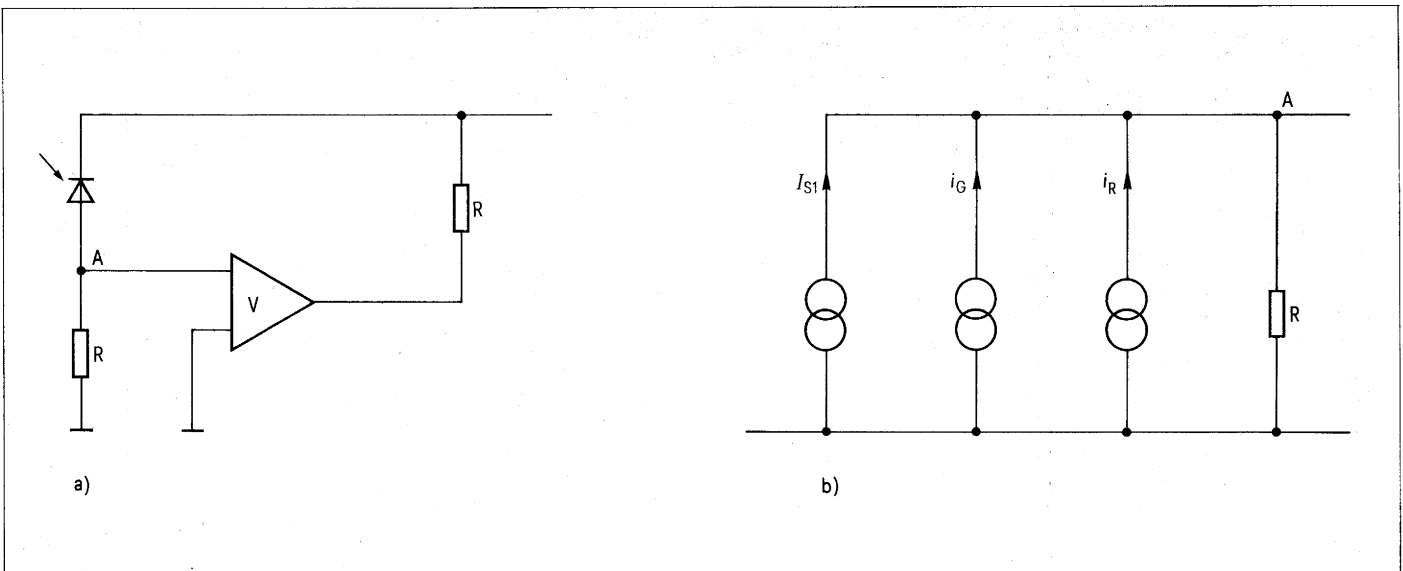


Bild 5
Nutz- und Störströme am Eingang des Empfängers

- a) Prinzipschaltung
b) Strom-Ersatzschaltbild

ergibt sich damit folgender, vereinfachter, Ausdruck:

$$\frac{S}{N} = \frac{I_{S1}^2}{i_G^2 + i_R^2} \quad (9)$$

I_{S1} = Grundwellenanteil des Fotodiode-Signalstromes

i_G = effektive Rauscheinströmung des Umgebungslichtes

i_R = effektive Rauscheinströmung des Eingangswiderstandes R.

In **Bild 5** ist das Zusammenwirken von Nutz- und Störströmen skizziert.

Für i_R gilt die bekannte Beziehung:

$$i_R = \sqrt{\frac{4 k T_o \Delta f}{R}} \quad (10 a)$$

bzw. als zugeschnittene Größen-gleichung:

$$i_R / \text{pA} = 130 \sqrt{\frac{\Delta f / \text{kHz}}{R / \text{k}\Omega}} \quad (10 b)$$

Der vom Umgebungslicht stammende Rauschanteil i_G ergibt sich aus Gleichung (5). Hierzu muß jedoch der Stör-Gleichstrom I_G bekannt sein. Um auch verschiedene Lichtarten und den Einsatz von IR-Filtern zu berücksichtigen, wird die Gleichung (4), die zunächst nur für Normlicht A gilt, folgendermaßen erweitert:

$$I_G = s A k \alpha_1 E_v \quad (11)$$

Hierbei ist gleichzeitig die Empfindlichkeit S durch sA, also durch das Produkt aus spezifischer Empfindlichkeit s und Empfängerfläche A ersetzt worden. k und α_1 sind die in 2.3 besprochenen Lichtart- bzw. Filterfaktoren.

Bei Vernachlässigung des Widerstandsrauschens erhält man durch Einsetzen der Gleichungen (3), (5), (8) und (11) in (9) folgende vereinfachte Beziehung für das Signal-Rausch-Verhältnis:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{\pi^2 e} \cdot \frac{K^2 A E_c^2}{s k \alpha_1 E_v \Delta f} \quad (12)$$

Für die Praxis:

$$\frac{S}{N} = 6,2 \cdot 10^5$$

$$\frac{\frac{K^2}{\text{A/W}} \cdot \frac{A}{\text{mm}^2} \cdot \frac{E_c^2}{\text{nW/mm}^2}}{\frac{s}{\text{nA/Lux mm}^2} \cdot k \alpha_1 \frac{E_v}{\text{Lux}} \frac{\Delta f}{\text{kHz}}}$$

Es bedeuten:

- K Energetische Empfindlichkeit
- A Effektive Empfängerfläche
- E_c Bestrahlungsstärke
- s spezifische Empfindlichkeit
- k Lichtartfaktor
- α_1 Filterfaktor für die verwendete Lichtart
- E_v Beleuchtungsstärke
- Δf Empfängerbandbreite

Beispiel:

- K = 0,5 A/W
- E_c = 4 nW/mm²
- A = 15 mm² für 2 Dioden BPW 34

$$s = 7 \frac{\text{nA}}{\text{Lux} \cdot \text{mm}^2} \quad (\text{Standardwert für Si-Fotodioden})$$

$$k \cdot \alpha_1 = 1 \quad (\text{Glühlicht ohne Filter})$$

$$E_v = 1000 \text{ Lux}$$

$$\Delta f = 20 \text{ kHz}$$

In Gleichung (12) erhält man mit diesen vorgegebenen Werten ein Signal-Rausch-Verhältnis $\frac{S}{N} = 266$ und damit einen Störabstand von ca. 24 dB.

Für Tageslicht und IR-Filter $\lambda_g = 900 \text{ nm}$, also für einen Bewertungsfaktor $k \alpha_1 = 0,05$ würde sich unter sonst gleichen Bedingungen ein um 13 dB höherer Störabstand ergeben.

Der durch das Umgebungslicht bedingte Diodenstrom beträgt nach Gleichung (11) 105 μA für ungefiltertes Normlicht A und 5 μA für Tageslicht mit Filter. Daraus ergeben sich Rauschströme i_G nach Gleichung (3) von 800 pA und 180 pA. Im Vergleich dazu ist der Rauschstrom i_R eines Eingangswiderstandes R von 500 k Ω mit 26 pA gemäß Gleichung (10 b) vernachlässigbar.

Für Fälle, in denen das Rauschen des Eingangswiderstandes R trotzdem stören sollte, kann man durch eine Gegenkopplung den Rauschanteil von R weiter verringern.

Es sei noch darauf hingewiesen, daß der nach Gleichung (12) berechnete Störabstand nur für das Signal vor dem Demodulator gilt. Durch die FM-Modulation kann der Störabstand des NF-Signals deutlich verbessert werden, vor allem dann, wenn ein großer Frequenzhub zur Verfügung steht.

3. IR-Tonübertragung

3.1. Monoton für Fernsehempfänger

Nach der jetzt in der BRD beschlossenen Norm wird das Tonsignal einem IR-Lichtträger von 95 kHz nach dem FM-Übertragungsverfahren aufmoduliert. Als maximaler Frequenzhub werden ± 50 kHz zugelassen, um die einfache Möglichkeit des Heruntermischens aus der Ton-ZF nicht zu verbauen. Der mittlere Hub liegt dann für Normalaussteuerung bei 15 bis 20 kHz. Die Norm läßt jedoch auch schmalbandigere Systeme zu. Eine Preemphase von $50 \mu\text{s}$, wie bei Rundfunk und Fernsehen, wird empfohlen.

Zur Versorgung von normalen Wohnräumen ist eine mittlere IR-Strahlungsleistung von 50 bis 100 mW nötig. Das erfordert etwa 6 Sendedioden vom Typ LD 241 T.

3.1.1. Infrarot-Tonsender für niedrigen FM-Hub

Der Sender nach **Bild 6** eignet sich für einen FM-Hub bis ± 10 kHz und besteht aus einem spannungsgesteuerten Multivibrator und einer Leistungsstufe, die den Diodenstrom rechteckförmig moduliert. Um ein günstiges Verhältnis zwischen abgestrahlter Grundwellenleistung und zugeführter Gleichstromleistung zu erreichen, wählt man ein Tastverhältnis von etwa 0,3 (siehe hierzu auch **Bild 11**).

Betriebsdaten des IR-Tonsenders Bild 6

Betriebsspannung	17 V
Gesamtstromverbrauch	180 mA
Sendedioden-Spitzenstrom	500 mA
Sendedioden-Gleichstrom	165 mA
Tastverhältnis	0,33
Trägerfrequenz f_0	80 bis 150 kHz, einstellbar
Modulationssteilheit bei Modulationsfrequenz 1 kHz und Trägerfrequenz 95 kHz	
bezogen auf Punkt A	4 kHz/V
bezogen auf Punkt B	20 kHz/V
IR-Puls-Gesamtstrahlungsleistung	300 mW
IR-Puls-Strahlungsstärke	100 mW/sr in Achsenrichtung
Zeitkonstante für Preemphase	50 μs
max. Umgebungstemperatur	45 °C

Beispiel:

Mit einem Dioden-Spitzenstrom von 0,5 A und einem Tastverhältnis von 0,33 erhält man einen Gleichstrom von 160 mA und eine Verlustleistung je Diode von ≈ 250 mW.

Eine rationelle und raumsparende Kühlung für nicht zu hohe Umgebungstemperaturen ist unter Verwendung doppelt kaschierter Leiterplatten möglich. **Bild 8** zeigt das Prinzip für eine Zeile von 6 Dioden. Die Diodengehäuse werden mittels Leitkleber mit den beiden leitenden Belägen verbunden. Der mittlere Wärmewiderstand R_{thGU} wurde zu 80 K/W (pro Diode) bestimmt. Damit ergeben sich bei einer Umgebungstemperatur von 40 °C und I_F 160 mA eine Gehäusetemperatur von 60 °C und eine Sperrschichttemperatur von 94 °C.

3.1.2. Infrarot-Tonsender mit hoher FM-Linearität

Für IR-Tonsysteme mit großem FM-Hub benötigt man Sender mit hoher FM-Linearität. Der in **Bild 7** dargestellte Sender ist mit einem VCO (Voltage controlled Oszillator) bestückt und arbeitet im Bereich 30 bis 250 kHz sehr frequenzlinear. Die NF-Eingangsspannung kann von Rundfunkgeräten oder Kassettenrecordern (Lautsprecherausgang) abgenommen werden.

Schaltungsfunktion

Die Eingangsspannung wird am Punkt A) über einen niederohmigen Spannungsteiler zugeführt. 2 Dioden D_1 und D_2 begrenzen den Hub auf ca. ± 40 kHz und vermeiden dadurch eine Übersteuerung des VCO bei niedrigen Trägerfrequenzen. Wird ein höherer Hub gewünscht, so können auch 2 Dioden in Serie geschaltet werden. Der Eingang ist relativ niederohmig ausgelegt, damit auch die Lautsprecherausgänge von Kassettenrecordern (Soll-Impedanz meist 8 Ohm) als NF-Quelle verwendet werden können. Die Stufe T_1 dient zur Erzeugung des richtigen Gleichspannungspegels am Modulator-eingang Punkt 5 des VCO und zur Anhebung der hohen Frequenzen entsprechend einer Preemphase von $50 \mu\text{s}$. C_3 soll Reste der Trägerfrequenz unterdrücken. Die Trägerfrequenz f_0 wird durch C_6 und das Gleichspannungspotential am Punkt 5 festgelegt. Dabei ist zu beachten, daß die Spannung am Punkt 5 nur zwischen 75 % und 100 % der an Punkt 8 liegenden Betriebsspannung betragen darf. Für die jetzt

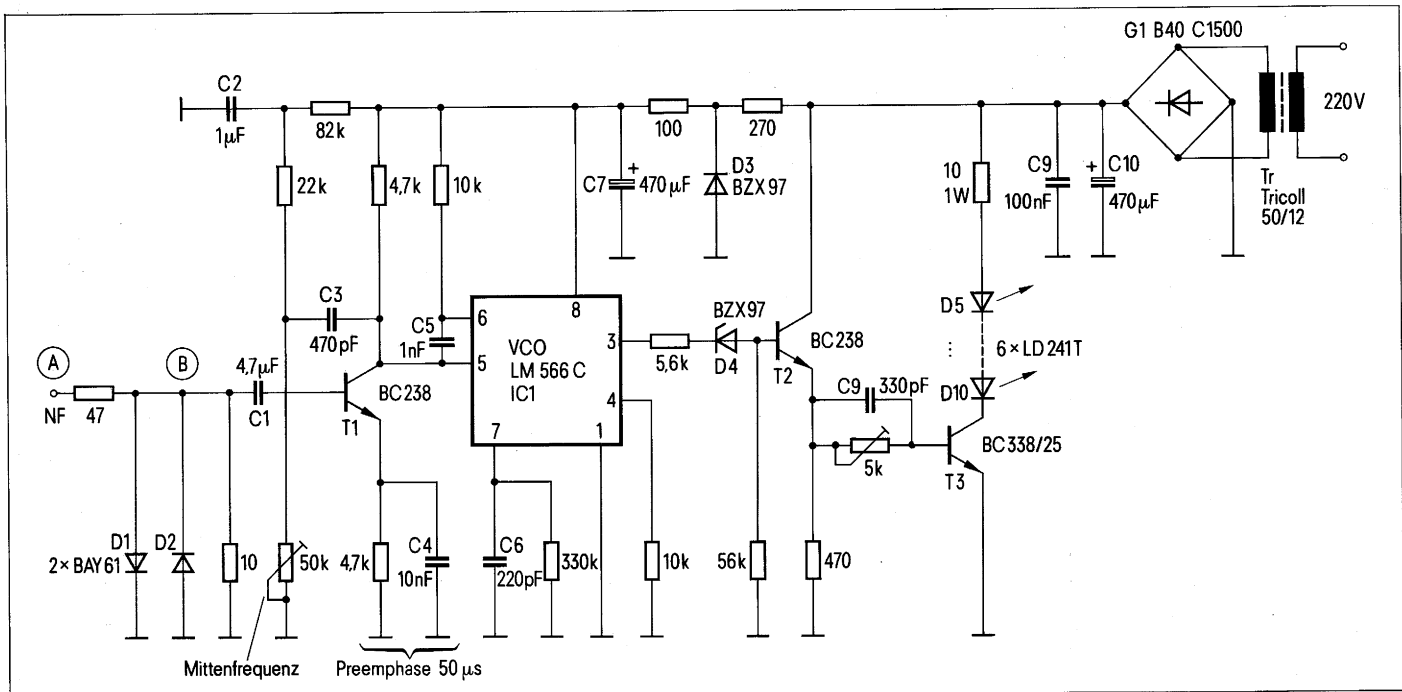
Betriebsdaten des IR-Tonsenders Bild 7

Betriebsspannung	17 V
Gesamtstromverbrauch	180 mA
Sendedioden-Spitzenstrom	500 mA
Sendedioden-Gleichstrom	165 mA
Tastverhältnis	0,33
Trägerfrequenz	30 bis 250 kHz, einstellbar
Modulationssteilheit	60 kHz/V, bezogen auf Punkt B und 1 kHz Modulationsfrequenz
IR-Puls-Gesamtstrahlungsleistung	300 mW
IR-Puls-Strahlungsstärke	100 mW/sr in Achsenrichtung
Eingangsspannung am Punkt A für ± 30 kHz Hub	$6 V_{ss}$ bei 1 kHz Modulationsfrequenz
Zeitkonstante für Preemphase	$50 \mu\text{s}$
max. zul. Umgebungstemperatur	45°C

genormte Trägerfrequenz von 95 kHz ist in der angegebenen Schaltung an Punkt 5 eine Spannung von ca. 10,5 V erforderlich. Die vom VCO an Punkt 3 abgegebene Rechteck-Wechselspannung bewegt sich zwischen den Pegeln +6 V und +12 V. Das Tastverhältnis liegt normalerweise bei 0,5. Es kann jedoch mit einem Widerstand (hier $330 \text{ k}\Omega$) parallel zu C_6 noch etwas verkleinert werden. Bei einem Tastverhältnis von rund 0,3 wird der günstigste Wirkungsgrad erreicht. Die abgestrahlte Grundwellenleistung ist in diesem Fall am größten, bezogen auf die zugeführte Gleichstromleistung.

Die Z-Diode D_4 bewirkt, daß nur Spannungen über 5,6 V die Basis des Trei-

ber-Transistors T_2 steuern können. Am Punkt 4 des VCO steht eine hier nicht benötigte Dreiecksspannung zur Verfügung. Der Transistor T_3 arbeitet als Schalter für den durch die Lumineszenzdioden (D_5 bis D_{10}) fließenden Strom. Der Spitzenstrom liegt bei 500 mA, der mittlere Strom (entsprechend einem Tastverhältnis von 0,33) zwischen 160 und 170 mA.



Stückliste zu Schaltung Bild 7

G1	Brückengleichrichter B40 C1500	C66067-A1702-A2
IC 1	Voltage Controlled Oscillator	LM 566C von NSC
T1, T2	NPN-Siliziumtransistor BC 238	Q62702-C698
T3	NPN-Siliziumtransistor BC 338—25	Q62702-C314-V2
D1, D2	Siliziumdiode BAY 61	Q62702-A389
D3	Z-Diode BZX97 C13	Q62702-Z1238
D4	Z-Diode BZX97 C5V6	Q62702-Z1229
D5 bis D10	Lumineszenzdiode LD 241 T	Q62703-Q93-S1
C1	MKL-Kondensator 4,7 μ F $\pm 20\%$ 25 V—	B32110-D3475-M
C2	MKM-Kondensator 1 μ F $\pm 5\%$ 100 V—	B32541-A1105-J
C3	Styroflex-Kondensator 470 pF $\pm 2,5\%$	B31310-A3471-H
C4	MKM-Kondensator 10 nF $\pm 5\%$ 250 V—	B32540-A3103-J
C5	Styroflex-Kondensator 1 nF $\pm 2,5\%$	B31310-A3102-H
C6	Styroflex-Kondensator 220 pF $\pm 2,5\%$	B31310-A3221-H
C7	Elektrolyt-Kondensator 470 μ F +100 —10% 16 V—	B41316-A4477-Z
C8	Styroflex-Kondensator 330 pF $\pm 2,5\%$	B31310-A3331-H
C9	Keramik-Kondensator 100 nF +50 —20% 63 V—	B37449-A6104-S3
C10	Elektrolyt-Kondensator 470 μ F +100 —10% 25 V—	B41012-A5477-T
Tr	Trafo 12 V 50 VA	Typ Tricoll 50/12 Fa. Commerzstahl München

Bild 7

Sender für Infrarot-Tonübertragung mit hoher FM-Linearität

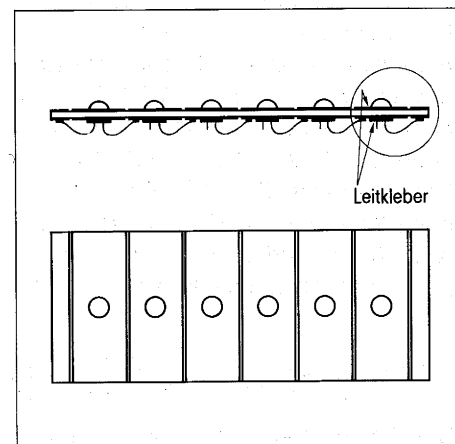


Bild 8

Kühlung einer Sechsfach-Diodenanordnung mittels doppelt kaschierter Leiterplatte

Für die Sendediode D5 bis D10 empfiehlt sich eine Anordnung auf doppelt kaschierten Leiterplatten entsprechend Bild 8. Als Leitkleber eignet sich EPO-TEK H 310 der Firma Epoxy Technology Inc Watertown, Massachusetts. Der erreichbare Wärmewiderstand $R_{th\ GU}$ pro Diode liegt bei etwa 80 K/W. Die Trägerplatte sollte senkrecht angeordnet werden, um eine gute Konvektion zu erreichen.

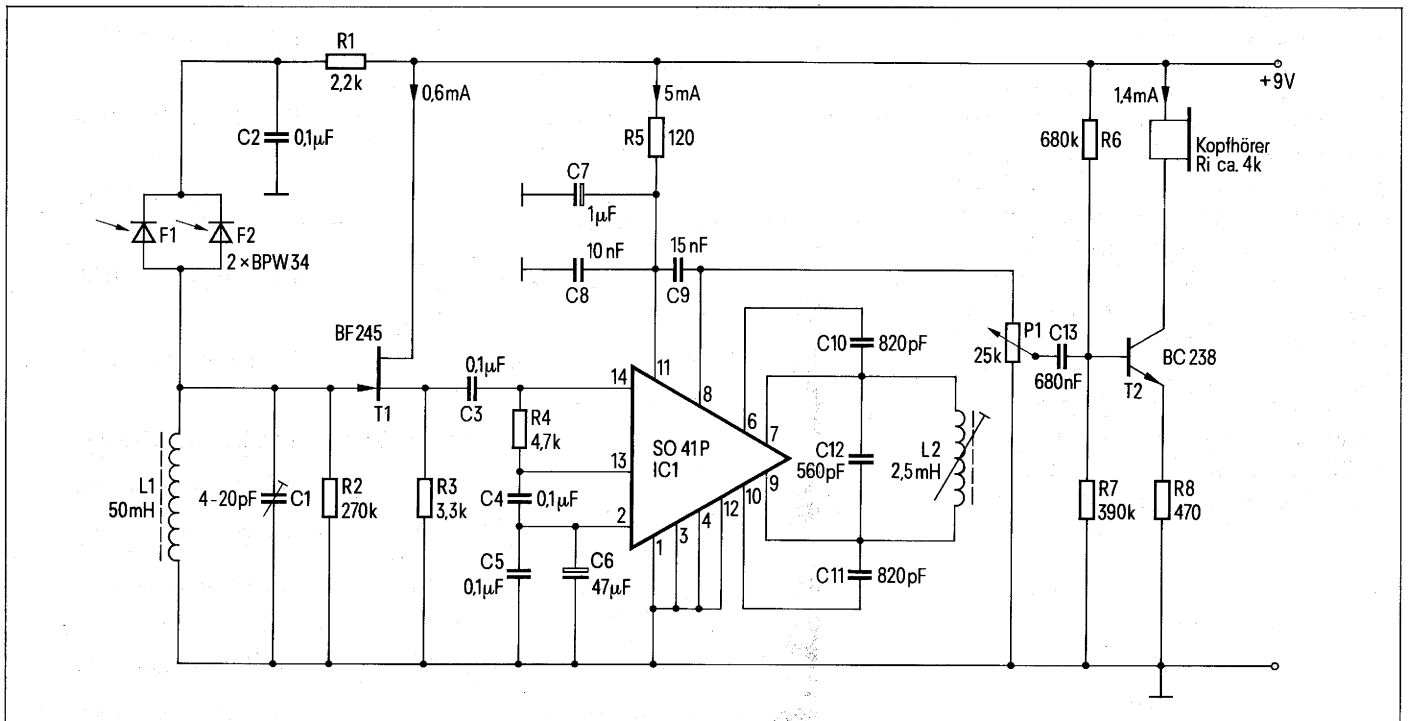


Bild 9
IR-Empfänger für Schmalband-FM-Tonübertragung

3.1.3. Infrarot-Empfängerschaltungen mit dem IC S 041P

Empfängerschaltungen können schmalbandig (**Bild 9**) oder breitbandig (**Bild 10**) ausgelegt werden. Der Leistungsverbrauch ist mit 7 mA bei 9 V bei beiden Schaltungen gleich, ebenso die Mittenfrequenz 95 kHz.

Der Schmalband-Empfänger mit 30 Hz bis 7 kHz Bandbreite und niederem Frequenzhub von ± 6 kHz besitzt eine etwas höhere Empfindlichkeit und hat ohne Tonträger ein geringeres Hintergrundrauschen. Zur Verstärkung und Demodulation wird die integrierte Schaltung S 041P verwendet. Die Demodulation erfolgt nach dem Phasenvergleichsverfahren. Die Wirkungswei-

se dieses Verfahrens und die Dimensionierung des Phasenschieberkreises ist in Abschnitt 4 beschrieben.

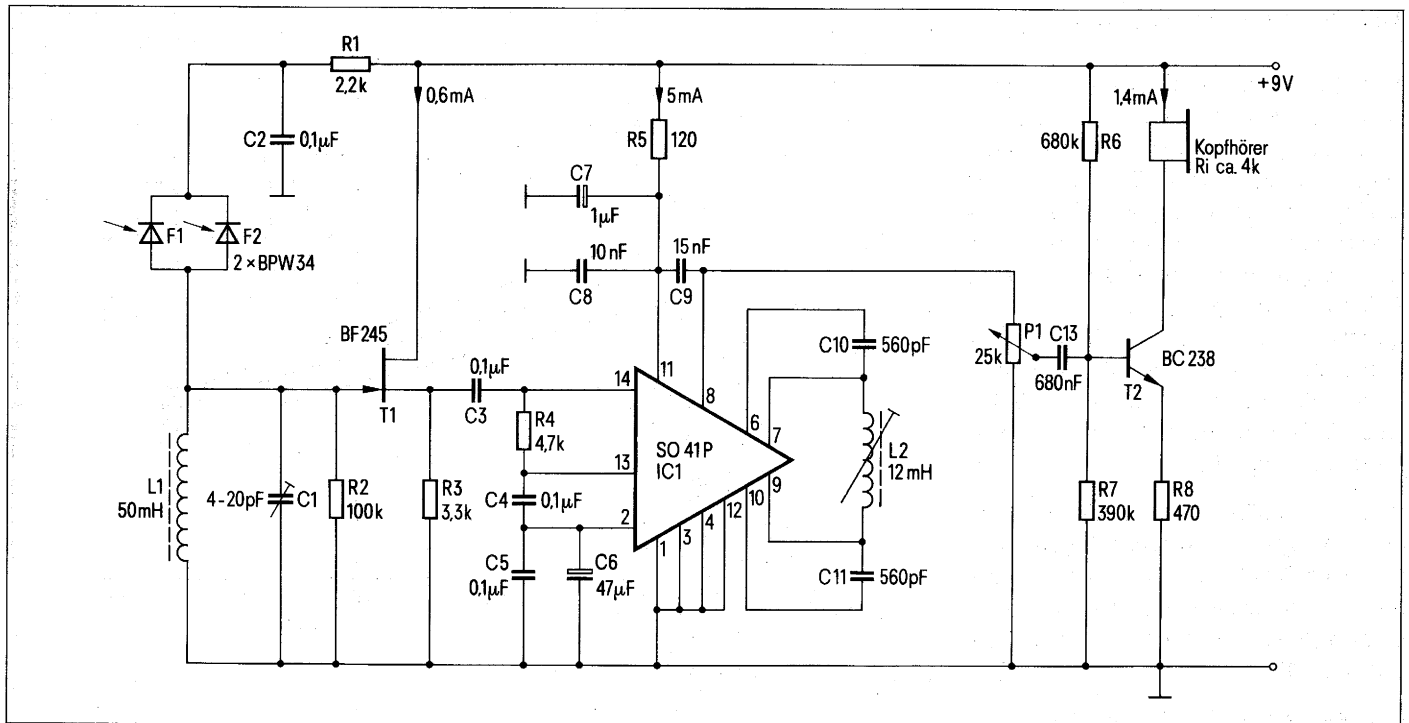
Der Breitband-Empfänger (**Bild 10**) hat eine Bandbreite von 30 Hz bis mindestens 12 kHz bei einem Frequenzhub von ± 25 kHz. Der Störspannungsabstand bei vollem Hub ist etwas besser als bei der Schmalbandversion. Für die Demodulation ist das Phasenvergleichsprinzip nicht mehr geeignet, weil hier bei Hübren L 10 kHz, also bei großer Bandbreite, die Güte des Phasenschieberkreises sehr klein sein müßte, so daß das Signal nicht mehr ausreicht zur Durchsteuerung der Transistoren. Die Demodulation erfolgt hier über Impulse konstanter Breite, die über die Periodendauer integriert werden. Die

Stückliste zu Schaltung Bild 9 IR-Schmalbandempfänger

F1, F2	Fotodiode BPW 34	Q62702-P73
IC1	Integrierte Schaltung S 041 P	Q67000-A529
T1	Feldeffekt-Transistor BF 245	
T2	NPN-Siliziumtransistor BC 238	Q62702-C698
C1	Trimmer 4 . . . 20 pF	
C2, C3, C5	Keramik-Kondensator 100 nF + 50 -20 % 63 V-	B37449-A6104-S3
C7	Elektrolyt-Kondensator 1 µF ± 20 % 35 V-	B45181-A4105-M000
C4	Kunststoff-Kondensator 100 nF ± 5 % 100 V-	B32540-A1104-J000
C8	Keramik-Kondensator 10 nF + 50 -20 % 63 V-	B37449-A6103-S3
C6	Elektrolyt-Kondensator 47 µF + 100 -10 % 16 V-	B41316-A4476-Z000
C9	MKM-Kondensator 15 nF ± 5 % 250 V-	B32540-A3153-J000
C10, C11	Styroflex-Kondensator 820 pF ± 2,5 % 25 V-	B31310-A3821-H000
C12	Styroflex-Kondensator 560 pF ± 2,5 % 25 V-	B31310-A3561-H000
C13	Kondensator MKM 680 nF ± 5 % 100 V-	B32540-A1684-J000
L1	Spule, bestehend aus Siferrit- Schalenkern 11 φ × 7 Spulenkörper 450 Wdg CuL 0,08 φ Bügelhalterung Abgleichschraube	B65531-L0250-A028 B65532-A0000-R001 B65535-A0002-X000 B65539-A1002-X022
L2	Spule, bestehend aus Siferrit- Schalenkern 11 φ × 7 Spulenkörper 100 Wdg CuL 0,1 φ Bügelhalterung Abgleichschraube	B65531-L0250-A028 B65532-A0000-R001 B65535-A0002-X000 B65539-A1002-X022
P1	Potentiometer 25 kΩ 0,25 W	
R1	Schichtwiderstand 2,2 k ± 10 %	
R2	Schichtwiderstand 270 k ± 10 %	
R3	Schichtwiderstand 3,3 k ± 10 %	
R4	Schichtwiderstand 4,7 k ± 10 %	
R5	Schichtwiderstand 120 Ohm ± 10 %	
R6	Schichtwiderstand 680 k ± 10 %	
R7	Schichtwiderstand 390 k ± 10 %	
R8	Schichtwiderstand 470 Ohm ± 5 %	

Unterschiede im Mittelwert ergeben den Pegel des NF-Signals.

Der erreichbare Störabstand hängt von einer Reihe Faktoren, zum Beispiel Raumgröße, Oberflächenbeschaffenheit, Senderleistung, Empfangsfläche der Dioden, Stärke und Art des Umlichtes ab. Ferner davon, ob die Übertragung mittels gerichteter oder diffuser Strahlung vorgenommen wird. Typische Werte des Störabstandes sind 40 bis 50 dB in einem Raum von 100 m² Oberfläche bei Tageslicht in 4 m Abstand vom Sender. Der Klirrfaktor bleibt für einen Übertragungsbereich von 40 Hz bis 10 kHz unter 3 %.



Stückliste zu Schaltung Bild 10 IR-Breitbandempfänger

Bild 10
IR-Empfänger für Breitband-FM-
Tonübertragung

Schaltelemente wie in Stückliste zu Bild 9, ausgenommen folgende Positionen:

C10, C11	Styrolflex-Kondensator 560 pF $\pm 2,5\%$ 25 V	B31310-A3561-H000
C12	entfällt	
L2	Spule, bestehend aus Siferrit- Schalenkern 11 $\phi \times 7$ Spulenkörper 220 Wdg CuL 0,1 ϕ Bügelhalterung Abgleichschraube	B65531-L0250-A028 B65532-A0000-R001 B65535-A0002-X000 B65539-A1002-X022
R2	Schichtwiderstand 100 k $\pm 10\%$	

3.2. Stereoton-Übertragung

Nachdem großes Interesse besteht, auch Stereoton drahtlos auf Kopfhörer zu übertragen, wurden vom Zentralverband der deutschen Elektroindustrie (ZVEI) Untersuchungen über das zweckmäßigste Verfahren durchgeführt. Voraussichtlich wird es zu einer 2-Kanal-Übertragung mit Trägerfrequenzen von 95 und 250 kHz bei einem Frequenzhub von ± 50 kHz kommen. Wegen der 2 Kanäle und der erhöhten Qualitätsanforderung ist eine erhöhte Sendeleistung nötig.

Von R. Citta, Zenith Radio Corp, wurde ein FM-System vorgeschlagen, das zwischen 50 kHz und 550 kHz arbeitet und vorzugsweise für die drahtlose Übertragung zu den Lautsprechern gedacht ist (1).

Ein besonderes Problem ist die gegenseitige Beeinflussung der beiden Kanäle. Um den Anteil der störenden Oberwellen gering zu halten, wird man voraussichtlich die Sendedioden im A-Betrieb betreiben. Mit einem gewissen Verlust an Wirkungsgrad (ca. 20%) muß dabei gerechnet werden.

Ferner ist zu berücksichtigen, daß mit zunehmender Frequenz der Wirkungsgrad abfällt. **Bild 11** zeigt Kurven, die mit der Sendediode LD 241 T aufgenommen wurden.

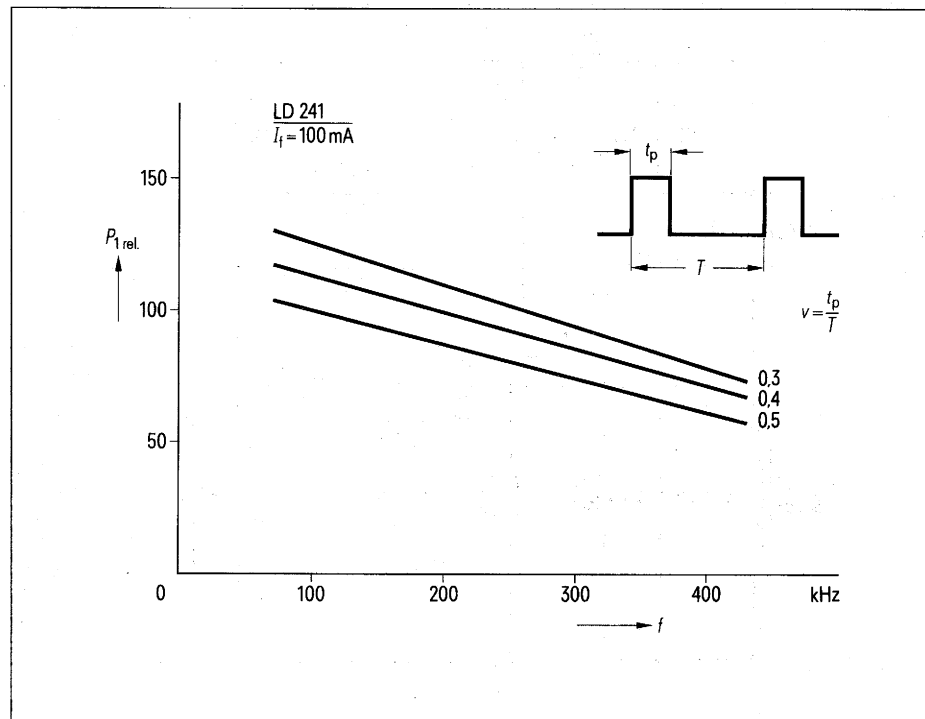


Bild 11

Abhängigkeit der abgestrahlten IR-Grundwellenleistung P_1 von der Frequenz bei Betrieb mit Rechteck-Wechselstrom und konstant gehaltenem mittlerem Diodenstrom I_f .

Tastverhältnis $v = \frac{t_p}{T}$ als Parameter.

Ordinatenmaßstab: P_1 für $f = 100$ kHz und $v = 0,5$ willkürlich gleich 100 gesetzt.

4. Phasenvergleichsverfahren

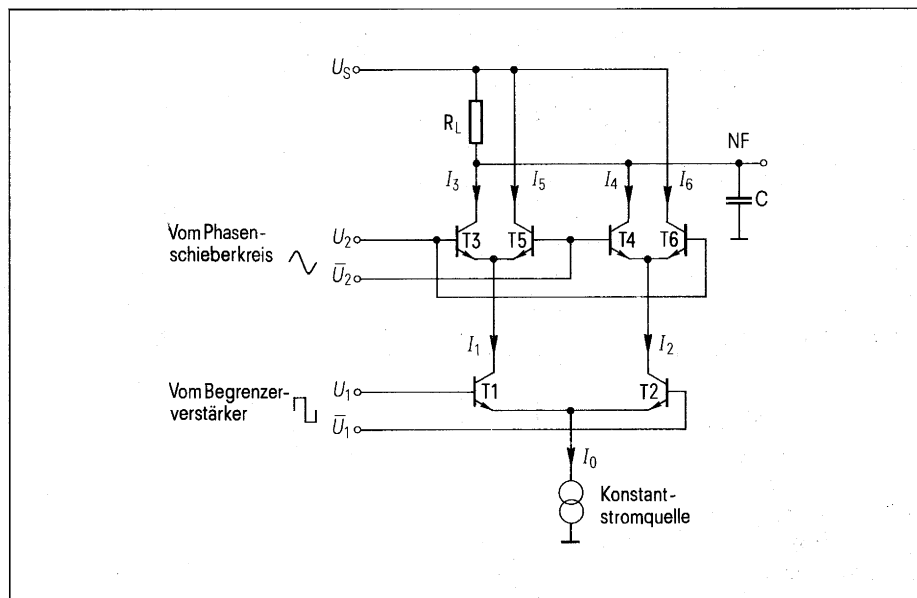
4.1. Wirkungsweise des Phasendetektors

oder T_2 leitend ist.

Die Prinzipschaltung zeigt **Bild 12**. Der Strom I_0 wird konstant gehalten. Zwischen den Basen der Transistoren T_2 und T_3 liegt die Rechteckwechselfspannung U_1 vom Ausgang des Begrenzerverstärkers. Sie verteilt den Strom I_0 abwechselnd auf T_1 und T_2 . Die Ströme I_1 und I_2 sind somit gegenphasige Rechteckströme. Es gilt: $I_1 + I_2 = I_0$.

Zwischen den Basen der Transistoren T_3 und T_5 sowie T_4 und T_6 liegt die am Phasenschieberkreis erzeugte und gegenüber U_1 im Ruhezustand um 90° verschobene Spannung U_2 . Bei genügend großer Amplitude ist immer ein Transistorpaar (T_3, T_6 oder T_4, T_5) durchgeschaltet. Ein Strom kann jedoch nur dann fließen, wenn gleichzeitig auch der im Emittierzweig liegende Transistor T_1 oder T_2 leitend ist.

Die Verhältnisse sind in **Bild 13** verdeutlicht. Ausgangspunkt sind die gegenphasigen Ströme I_1 und I_2 in Zeile a und b. Sie sind phasengleich mit den Spannungen U_1 und \bar{U}_1 . Zunächst wird angenommen, der Phasenwinkel zwischen U_2 und U_1 betrage 90° (Zeile c).



Die zugehörigen Ströme I_3 und I_4 sind in den Zeilen c und d aufgezeichnet. Im Lastwiderstand R_L fließt der Summenstrom $I_3 + I_4$. Wie man sieht, ergibt sich ein mittlerer Strom durch R_L von $\frac{I_0}{2}$.

Die Frequenz ist doppelt so hoch wie die Grundfrequenz.

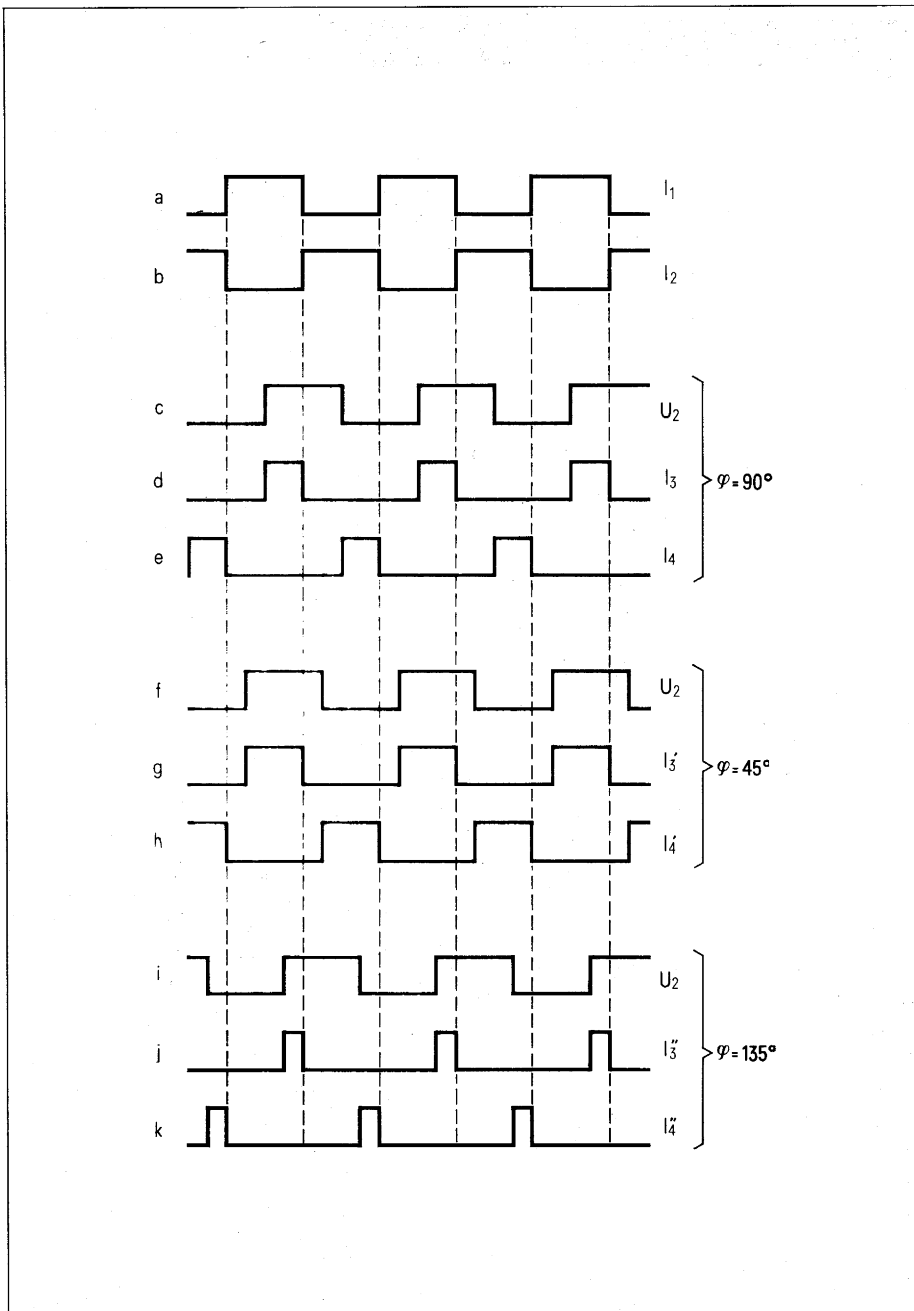
Beträgt die Phasenverschiebung zwischen U_1 und U_2 45° (Zeile f), so erhält man Ströme I_3' und I_4' entsprechend den Zeilen g und h. Der mittlere Strom durch R_L , also $I_3' + I_4'$ ist damit $0,75 I_0$. Eine Phasenverschiebung zwischen U_2 und U_1 von 135° (Zeile i) führt zu relativ kurzen Stromimpulsen I_3'' und I_4'' , entsprechend den Zeilen j und k. Der Gleichstrommittelwert durch R_L geht auf $0,25 I_0$ zurück. Die Ströme I_5 und I_6 verhalten sich analog, sie interessieren jedoch hier weniger, da nur der Strom durch R_L ausgewertet wird.

Bild 12
Prinzip-Schaltung des Phasendetektors

Die Schaltung wandelt also eine Phasenmodulation in eine entsprechende Amplitudenmodulation um. Die hochfrequenten Stromimpulse müssen mit einer Kapazität C geglättet werden. Diese Kapazität soll ≤ 47 nF betragen, um die erzeugte Niederfrequenz nicht zu stark zu schwächen. Eine Schwächung der hohen Tonfrequenzen läßt sich jedoch nicht ganz vermeiden. Sie kann aber auf der Sendeseite durch eine Preemphase ausgeglichen werden.

Bild 13

Zur Funktionsweise des Phasendetektors
Zeitlicher Verlauf der Ströme I_1, I_2, I_3, I_4
für die Phasenwinkel $\varphi = 90^\circ, 45^\circ$ und 135°
zwischen den Spannungen U_1 und U_2
von Bild 12



4.2. Dimensionierung des Phasenschieberkreises

Die Grundsaltung eines solchen Kreises zeigt Bild 14. Im praktischen Fall ist die Kapazität C_1 in zwei symmetrische Kapazitäten doppelten Wertes aufgeteilt. Dies ist aber für das Prinzip ohne Belang. Am Eingang liegt die vom Begrenzverstärker abgegebene Spannung U_1 . Die Ausgangsspannung U_2 wird den Schaltstufen T_3 bis T_5 in Bild 12

zugeführt. Zwischen U_1 und U_2 besteht folgende Beziehung:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j \frac{\omega \omega_0}{Q}} \quad (13)$$

Dies ist die Gleichung eines Hochpasses zweiten Grades, der sich in der Nähe der Resonanzfrequenz ω_0 ähnlich wie ein einfacher Resonanzkreis verhält. Zur Abkürzung wurde in Gleichung (13) eingeführt:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L(C_1 + C_2)}} \quad (14)$$

$$Q = R \cdot \omega_0 (C_1 + C_2) \quad (15)$$

Mit der normierten Verstimmung

$$\Omega = 2 \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad Q = \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \cdot Q \quad (16)$$

ergibt sich aus Gleichung (13) folgende Beziehung für den Phasenwinkel zwischen U_2 und U_1 :

$$\text{tg } \varphi = \frac{2 \Omega + 4 Q}{\Omega^2 + 4 Q \Omega} \quad (17)$$

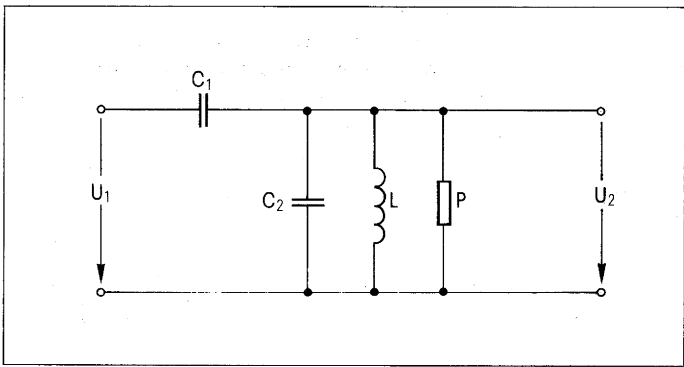
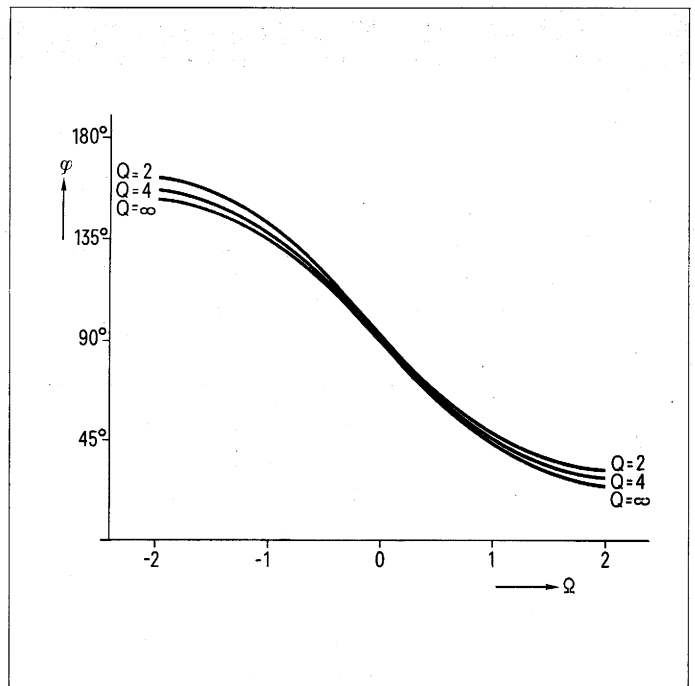


Bild 14
Grundschaltung des Phasenschieberkreises

Bild 15
Phasenwinkel zwischen den Spannungen U_2 und U_1
als Funktion der normierten Verstimmung
Parameter: Kreisgüte $Q = R \cdot \omega_0 \cdot (C_1 + C_2)$



Dieser Ausdruck gilt exakt für alle Werte von Ω und Q . In **Bild 15** ist φ für 3 Parameter ($Q = 2, 4$ und ∞) als Funktion der normierten Verstimmung aufgetragen. Man sieht, daß der Einfluß der Kreisgüte Q relativ gering und die Phasenkurve im Bereich von $90^\circ \pm 30^\circ$ für alle Q sehr linear ist. Dies entspricht einer normierten Verstimmung Ω von $\pm 0,6$. Werden an die Verzerrungsfreiheit keine besonderen Forderungen gestellt, so kann man etwa $90^\circ \pm 45^\circ$, also $\Omega = \pm 1$ zulassen.

Das Übertragungsverhältnis $\left| \frac{U_2}{U_1} \right|$ läßt sich nicht so einfach darstellen wie der Phasenwinkel. Für $\left| \frac{\Omega}{Q} \right| \ll 1$ gilt aber ähnlich wie bei einem einfachen Resonanzkreis:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \quad (18)$$

Das Übertragungsverhältnis bei der Mittelfrequenz ω_0 beträgt:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\omega_0} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} Q = R \omega_0 C_1 \quad (19)$$

Dieses Verhältnis entspricht genau demjenigen von Kreiswiderstand R zum kapazitiven Widerstand von C_1 bei Mittelfrequenz. In der Praxis sollte dieses Verhältnis zwischen 1 und 2 liegen. Die Spannung U_2 muß so groß sein, daß auch bei maximaler Verstimmung die Schalttransistoren T_3 bis T_6 in **Bild 12** noch schnell durchgeschaltet werden. Dies ist bei einer Sinus-Schwingung kritischer als bei einer Rechteck-Schwingung, weil die Steilheit im Nulldurchgang wesentlich kleiner ist. Ein zu hohes Übersetzungsverhältnis verbietet sich jedoch von selbst, da die Bedämpfung durch die Basisströme der Transistoren T_3 bis T_6 recht erheblich ist und die Eingangsseite bei hoher Belastung eine unsaubere Kurvenform annimmt. Man wird also bestrebt sein, den Kreis möglichst hochohmig zu dimensionieren, aber so breitbandig, daß der wesentliche Teil des FM-Spektrums innerhalb des linearen Teils der Phasenkennlinie von **Bild 15**, also etwa innerhalb $\Omega = \pm 1$ liegt. Von der integrierten Schaltung her ist bereits eine ausgangsseitige Bedämpfung des Kreises durch die Transistoren vorhanden.

Für ein Spannungsverhältnis $\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = 1$ bei $\omega = \omega_0$ und den experimentell als günstig ermittelten Kapazitäten $C_1 = 1,1$ nF und $C_2 = 5,5$ nF, ergibt sich aus Gleichung (19) eine Güte $Q = 6$ und ein Widerstand $R = 1,45$ k Ω . Die daraus resultierende Bandbreite von 17 kHz erscheint zwar etwas knapp. Es hat sich aber gezeigt, daß damit trotzdem eine gute Tonqualität zu erreichen ist. Eine stärkere Bedämpfung des Kreises ist wegen Rückwirkungen auf die Eingangsseite nicht ratsam.

Am Ausgang des Phasenschieberkreises wurde eine Sinus-Spannung von ca. 500 mV_{ss} gemessen. Das entspricht ziemlich genau dem Grundwellenanteil der am Eingang vorhandenen Rechteckwechselspannung von 400 mV_{ss}. Die Spannungsübersetzung beträgt also 1.

5. IR-Fernsteuerung

Die Probleme der IR-Fernsteuerung werden nachfolgend am Beispiel der Fernbedienung von Fernsehgeräten aufgezeigt. Daneben gibt es aber auch andere Einsatzmöglichkeiten, wie die Steuerung von Beleuchtungsanlagen, von Werkzeugmaschinen und Modellen innerhalb geschlossener Räume. Aber auch im Freien ist eine Steuerung mit gebündeltem IR-Licht möglich.

5.1. Fernbedienung von Fernsehgeräten

Es kann damit gerechnet werden, daß im Laufe der Zeit mehr und mehr Fernsehgeräte von Ultraschall auf Infrarot-Fernbedienung umgestellt werden. Die Vorteile der Infrarot-Fernbedienung sind vor allem: Keine Interferenzen durch Raum-Reflexionen, keine Störungen durch akustische Geräusche, wie z. B. Schlüsselklirren oder zeilenfrequente Schallabstrahlung von FS-Geräten, höhere Übertragungskapazität und, nicht zuletzt, ein geringerer Stromverbrauch im IR-Sender, wenn das System optimal für IR-Übertragung ausgelegt ist. Auch vom Preis her wird die IR-Technik interessant sein.

gelegt ist. Auch vom Preis her wird die IR-Technik interessant sein.

Wichtig für neue Konzepte einer IR-Fernbedienung ist, den senderseitigen Stromverbrauch auf ein Minimum zu beschränken. Dies ist um so besser erreichbar, je kürzer die eigentliche Übertragungszeit (Sendezeit) im Vergleich zur Periodendauer ist. Es kommt also darauf an, die Information in möglichst kurzer Zeit zu übertragen. Die Wiederholzeit (Periodendauer) ist mit 100 bis 200 ms im wesentlichen vorgegeben, da für Analogfunktionen, wie Lautstärke und Helligkeit eine bestimmte Mindestschrittzahl pro Sekunde notwendig ist.

Bild 16
Übertragungssysteme für FS-Fernsteuersignale

Lfd. Nr.	Systemart		Zahl der Frequenzen	Frequenzbandbelegung	Zeitlicher Verlauf der Signale	Bemerkungen
1	Multifrequenz-Systeme	Vielkanal-System	15-30		konstante Frequenz 	Dauersignal mit der ausgewählten Kanal­frequenz
2		Frequenz-codiertes System	4-6		Frequenzcodierung 	Die Kombination der pro Zyklus ausgesandten Frequenzen bestimmt die Information. Zeitliche Reihenfolge gleichgültig.
3	Einzelfrequenz-Systeme	Doppelimpuls-System	1		Impulse geträgert 	Der Impulsabstand beinhaltet die gewählte Kanalzahl n: $t = n \cdot \Delta t$
4		Pulsabstands-codiertes System	1		Impulse geträgert 0 1 0 0 1 	Aus den aufeinanderfolgenden Impulsabständen ergibt sich das Code-Wort: kleiner Abstand \rightarrow 0 großer Abstand \rightarrow 1
5		Pulsamplituden-codiertes System	1		NRZ- oder Bi \emptyset -Code Impulse geträgert 1 0 0 1 1 0 	Während eines kleinen Teils der Periode T wird das Code-Wort im NRZ- oder Biphasen-Code übertragen.

LEDs sind wegen ihren schnellen Schaltzeiten für derartige Pulsbetriebe sehr gut geeignet im Gegensatz zu den relativ trägen Ultraschall-Wandlern.

Eine moderne FS-Fernbedienung kann derzeit bis zu 30 Befehle und in naher Zukunft schon bis zu 60 Befehle übertragen. Davon entfallen 3 bis 4 auf Analogfunktionen.

Bild 17
Ansteuerung der Sendedioden bei IR-Fernbedienung

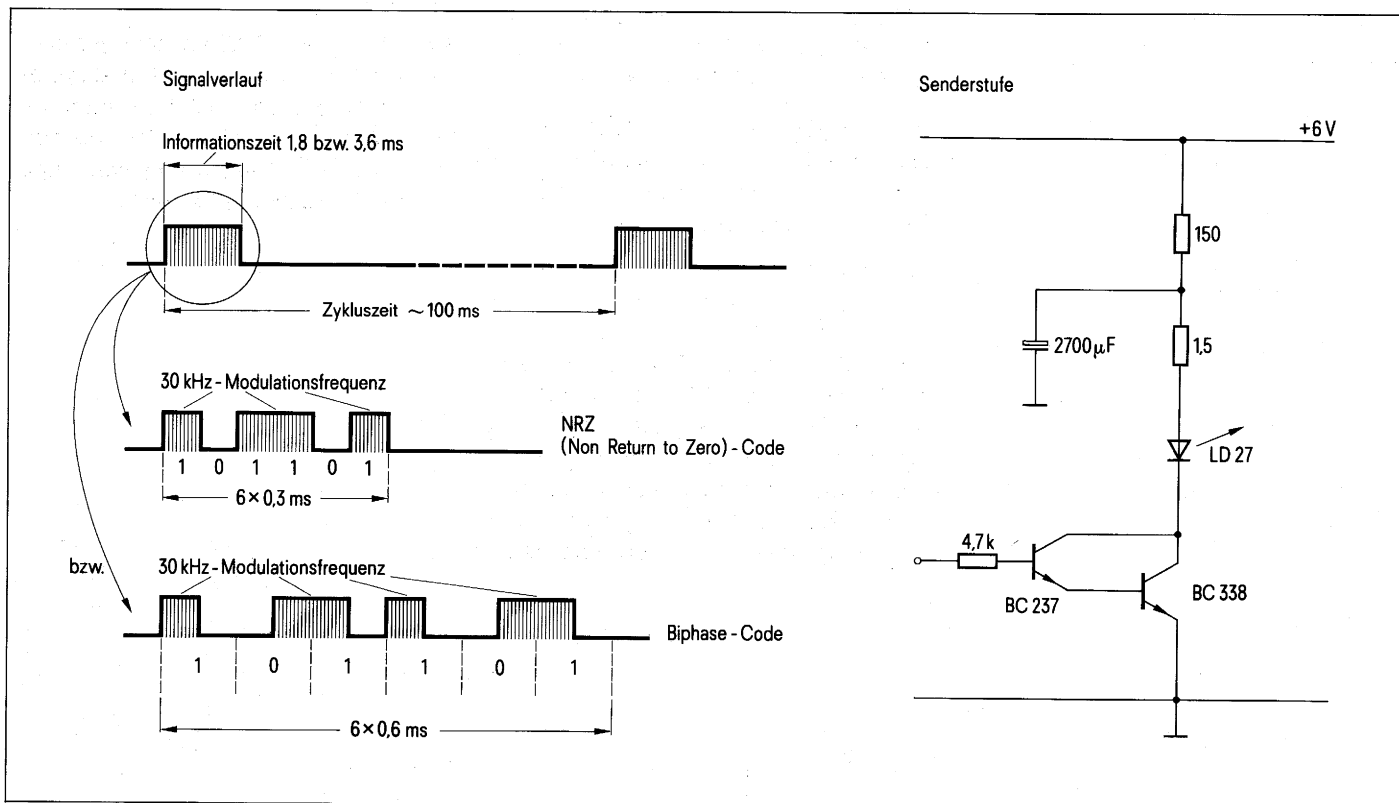
- a) Signalverlauf
Pulsspitzenstrom 1 A, Mittelwert des Gleichstromes 10 mA
- b) Senderstufe

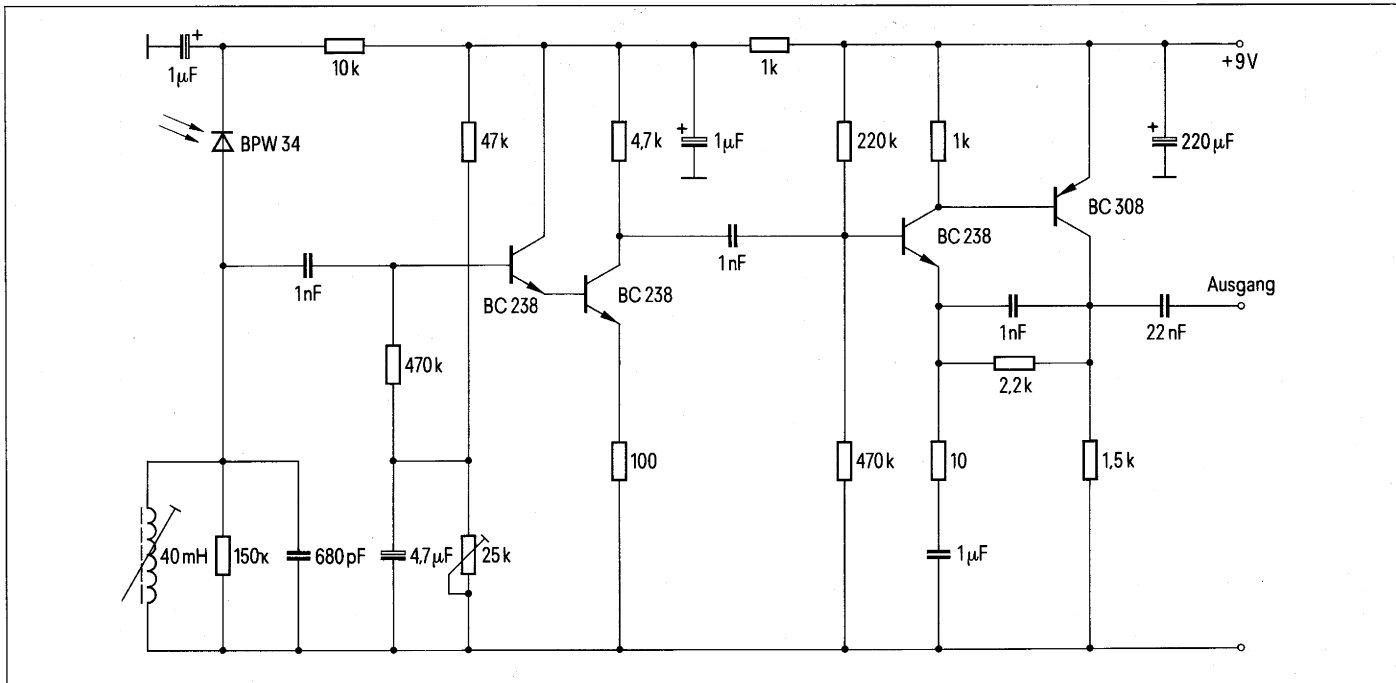
5.2. Welche Übertragungsart zeichnet sich für eine zukünftige IR-Fernbedienung ab?

Die heute eingeführten Ultraschall-Systeme sind für eine Übertragung mit Infrarot im Stromverbrauch nicht optimal. Die Sendezeit ist relativ lang gegenüber der Periodendauer.

Eine Auswahl möglicher Übertragungs-Prinzipien ist in **Bild 16** dargestellt. Man kann unterscheiden zwischen Verfahren, die mehrere Senderfrequenzen benötigen und solchen, die mit einer einzigen Frequenz auskommen. Ein weiteres Kriterium ist, ob die Information codiert oder nicht codiert über-

tragen wird. Allgemein läßt sich sagen, daß für IR-Übertragung Verfahren mit einer oder maximal 2 Trägerfrequenzen und mit Codierung vorzuziehen sind. Systeme mit nur einer Trägerfrequenz können besonders schmalbandig ausgelegt werden und haben deshalb den Vorteil, daß sie gegenüber Umgebungslicht (Gleichlichtauschen) und Störungen durch andere IR-Sender, z. B. Infrarot-Tonübertragung, unkritischer sind.





Für ein PCM-System nach Zeile 5 von **Bild 16** lassen sich mit sechs Bit-Befehlen (5 Informations-, 1 Startbit) folgende Richtwerte angeben:

Trägerfrequenz	30 kHz
Übertragungszeit pro Bit	500 µs
Zykluszeit	100 ms
Zahl der Befehle	30
Empfängerbandbreite	3 kHz
Mittlerer Stromverbrauch des Senders	10 mA
Spitzenstrom der Sendediode	ca. 1 A

Die effektive Sendezeit beträgt hier wegen der Modulation mit einem Rechteck-Träger weniger als 1 % der Zykluszeit. Dadurch ist es möglich, trotz geringen mittleren Stromverbrauchs mit hohen Sender-Pulsströmen (ca. 1 A) zu arbeiten. Der Spitzenstrom wird von einem Kondensator geliefert, um die Batterie des Senders nur mit geringen Strömen zu belasten. Mit einem derartigen System können auch unter ungünstigen Lichtbedingungen mit nur einer Sende- und Empfangsdiode Entfernungen von mindestens 10 m überbrückt werden. Ein genaues „Zielen“ mit dem Sender ist dabei nicht notwendig. Da die Sendediode im Mittel nur mit ca. 15 mW belastet wird, ist keine spezielle Kühlung erforderlich. Man kann deshalb den preisgünstigeren Plastik-Typ LD 27 verwenden.

Die hier gemachten Angaben sind nur als prinzipielles Beispiel zu verstehen, Einzelheiten müssen sich nach den verfügbaren Logik-Systemen richten.

Einen Schaltungsvorschlag für die Ansteuerung der Sendedioden sowie für den Empfangsverstärker zeigen die **Bilder 17 und 18**. Die Senderstufe kann direkt mit einem MOS-Schaltkreis betrieben werden. Der Empfänger hat einen auf 30 kHz abgestimmten Empfangskreis mit einem Resonanzwiderstand von ca. 100 kOhm und einer Spannungsverstärkung von rund 4000.

Bild 18
Empfangsverstärker für IR-Fernbedienung

Die Verwendung einer zusätzlichen Optik ist weder beim Sender noch beim Empfänger nötig. Die Sendediode hat einen für diese Anwendung optimierten Öffnungskegel von $\pm 35^\circ$. Eine Empfängeroptik würde keinen großen Gewinn bringen, da die Einfallsrichtungen sehr unterschiedlich sein können. Besser ist es, den Akzeptanzwinkel der Fotodiode in horizontaler und vertikaler Richtung auf die unbedingt nötigen Werte, zum Beispiel horizontal $\pm 45^\circ$, vertikal $\pm 15^\circ$, einzuschränken, dadurch wird überflüssiges Gleichlicht vermieden.

Mit optimierten IR-Übertragungssystemen wird gegenüber Ultraschallsystemen der Stromverbrauch im Sender um 50 bis 75 % bei erhöhter Zuverlässigkeit verringert. Gleichzeitig wird eine erhöhte Störsicherheit erreicht.

6. Bauelemente für IR-Übertragung

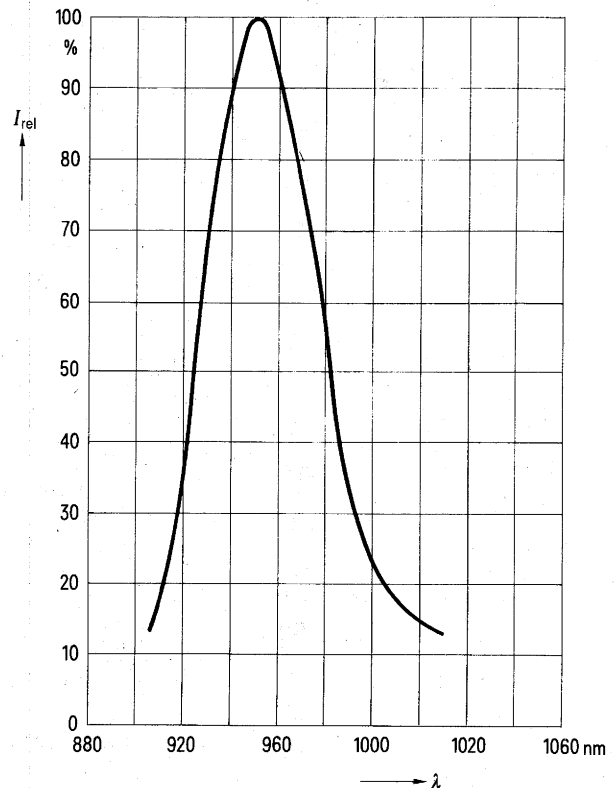
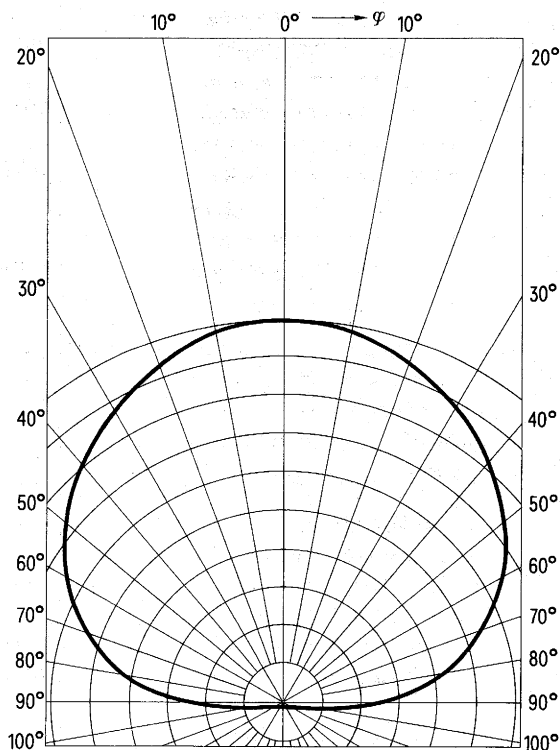
6.1. Sendedioden LD 241 T, LD 27 (Infrarotstrahler)

Als Sendediode für Tonübertragung eignet sich die GaAs-Lumineszenzdiode LD 241 T. Sie ist in einem Gehäuse ähnlich TO 18 eingebaut und für eine maximale Verlustleistung von 470 mW ausgelegt. Bei einem Flußstrom von 100 mA erhält man eine Strahlstärke in Achsenrichtung von 3 mW/sr. Da die Richtungsabhängigkeit der Strahlung

etwa nach dem Cosinusgesetz verläuft (Lambertscher Strahler), ist die insgesamt abgestrahlte Leistung ungefähr um den Faktor π größer als die Strahlungsleistung pro Raumwinkel in Achsenrichtung, also rund 10 mW. Der Halbwinkel für die Abnahme der Strahlungsstärke auf 50 % liegt bei 60° . Ein Durchlaßstrom bis 300 mA ist möglich, wenn eine gute Wärmeableitung gegeben ist. **Bild 8** gibt hierzu eine Einbauempfehlung. Die technischen Daten sind in Tabelle 1 zusammengestellt.

Für einen Betrieb mit nur kurzzeitiger Spitzenleistung und relativ geringer mittlerer Verlustleistung, zum Beispiel bei der Fernsteuerung, eignet sich auch die preisgünstigere Plastikausführung LD 27. Der Halbwinkel des Öffnungskegels liegt hier bei $\pm 35^\circ$. Durch die stärkere Bündelung ist auch die Strahlstärke in Achsenrichtung mit etwa 7 mW/sr bei $I_F = 100$ mA größer als beim Typ LD 241 T.

Bild 20
Abstrahlcharakteristik und relative spektrale Emission der Lumineszenzdiode LD 241 T



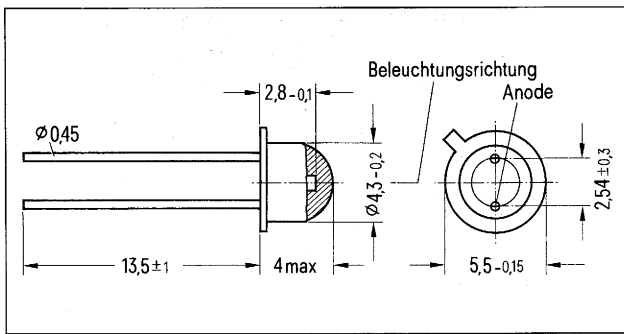
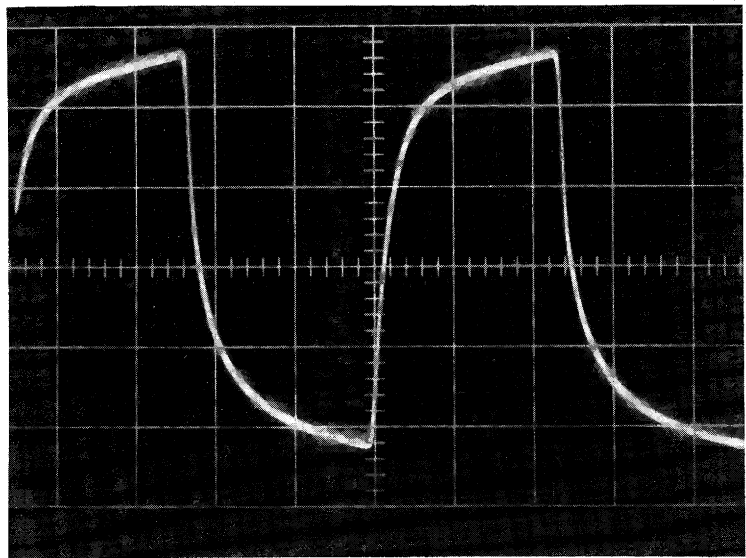


Bild 19
Einbaumaße der IR-Lumineszenzdiode LD 241

Bild 21
Oszillogramm des abgestrahlten Lichtimpulses
Zeit-Maßstab: 1 Skalenteil $\cong 2 \mu\text{s}$
Anstiegs- bzw. Abfallzeitkonstante ca. $1 \mu\text{s}$



Der Strom durch Lumineszenzdioden ist in den Schaltungen **Bild 6, 7 und 17** sehr gut rechteckförmig, die abgestrahlte Leistung wegen der Trägheit der Dioden nur näherungsweise rechteckförmig. **Bild 21** zeigt ein mit einem breitbandigen Empfänger aufgenommenes Oszillogramm. Die Verschleifung der Impulse hat jedoch keinen nachteiligen Einfluß, da im Empfänger sowieso nur die Grundwelle benötigt wird.

Tabelle 1 Sendediode LD 241 T

Grenzdaten

Durchlaßstrom	I_F	300	mA
Stoßstrom ($t \leq 1 \mu\text{s}$)	I_{FS}	5000	mA
Sperrschichttemperatur	T_j	100	$^{\circ}\text{C}$
Lagertemperatur	T_s	-60 bis +100	$^{\circ}\text{C}$
Verlustleistung	P_{tot}	470	mW
Wärmewiderstand			
System umgebende Luft	R_{thJU}	450	K/W
System Gehäuse	R_{thG}	135	K/W
Kenndaten ($T_u = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$)			
Wellenlänge der Strahlung bei I_{max}	$\lambda_{I_{\text{max}}}$	950	nm
Spektrale Bandbreite bei 50 % von I_{max}	$\Delta\lambda$	± 20	nm
Strahlstärke in Achsen- richtung bei $I_F = 100 \text{ mA}$	I_e	$3 (\geq 1,6)$	mW/sr
Strahlungsfluß ϕ_e (typ) gesamt	ϕ_e	≥ 8	mW
Öffnungskegel (Halbwinkel) (Grenzen bei 50 % der Strahlstärke I_e)	φ	60	Grad
Schaltzeiten (I_e von 10 % auf 90 %; $I_F = 100 \text{ mA}$)	$t_r ; t_f$	1	μs
Kapazität ($U_R = 0\text{V}$)	C_o	40	pF
Durchlaßspannung ($I_F = 100 \text{ mA}$)	U_F	$1,35 (\leq 1,7)$	V
Durchlaßspannung ($I_F = 1 \text{ A}$)	U_F	$1,9 (\leq 2,3)$	V
Durchbruchspannung ($I_R = 100 \mu\text{A}$)	U_{BR}	$30 (\geq 4)$	V
Sperrstrom ($U_R = 3 \text{ V}$)	I_R	$0,01 (\leq 10)$	μA
Temperaturkoeffizient von I_e bzw. ϕ_e	TK	-0,55	%/K
Temperaturkoeffizient von U_F	TK	-1,5	mV/K
Temperaturkoeffizient von λ_{peak}	TK	0,3	nm/K
Halbwertszeit der Strahlstärke (typ) für $I_F = 100 \text{ mA}$		10^5	h

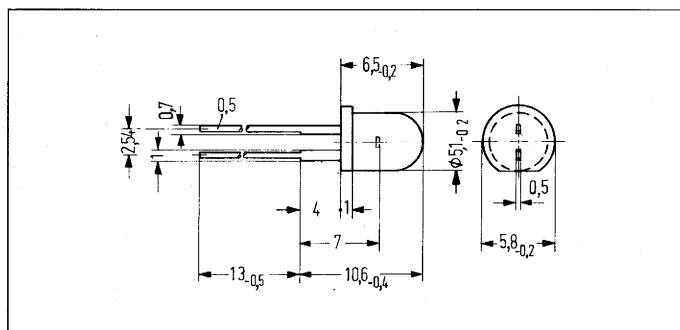


Bild 22
Einbaumaße der Sendediode LD 27

Tabelle 2 Sendediode LD 27

Grenzdaten

Sperrspannung	U_R	4	V
Durchlaßstrom	I_F	130	mA
Stoßstrom ($t \leq 10 \mu\text{s}$)	i_{FS}	2,5	A
Sperrschichttemperatur	T_j	100	°C
Lagertemperatur	T_S	-55 bis +100	°C
Verlustleistung ($T_G = 40^\circ\text{C}$)	P_{tot}	210	mW
Wärmewiderstand Sperrschicht umgebende Luft	R_{thJU}	350	K/W

Kenndaten ($T_U = 25^\circ\text{C}$)

Wellenlänge der Strahlung bei I_{max}	λ_{peak}	950	nm
Spektrale Bandbreite bei 50% von I_{max}	$\Delta\lambda$	± 20	nm
Öffnungskegel (Halbwinkel) (Grenzen bei 50% der Strahlstärke I_e)	φ	35 (≥ 30)	Grad
Schaltzeiten			
Φ_e von 10% auf 90% ($I_F = 100 \text{ mA}$)	t_r, t_f	1	μs
Kapazität ($U_R = 0 \text{ V}$)	C_o	40	pF
Durchlaßspannung ($I_F = 100 \text{ mA}$)	U_F	1,5 ($\leq 1,8$)	V
Durchlaßspannung ($I_R = 100 \mu\text{A}$)	U_{BR}	30 (≥ 4)	V
Sperrstrom ($U_R = 3 \text{ V}$)	I_R	0,01 (≤ 10)	μA
Temperaturkoeffizient von I_e bzw. Φ_e	TK	-0,55	%/K
Temperaturkoeffizient von U_F	TK	-1,5	mV/K
Temperaturkoeffizient von λ_{peak}	TK	+0,3	nm/K
Halbwertszeit der Strahlstärke (Typ) für $I_F = 100 \text{ mA}$		10^5	h
Strahlstärke $I_F = 100 \text{ mA}$ für Öffnungskegel $\varphi = 35^\circ$	I_e	5 ($\geq 2,5$)	mW/sr

6.2. Empfangsdiode BPW 34

Als Empfangsdiode sowohl für Tonübertragung als auch für Fernbedienung gut geeignet ist die Si-PIN-Fotodiode BPW 34 in Planartechnik. Ein transparentes Kunststoffgehäuse (Bild 19) mit Lötspießen im Rastmaß 5,08 mm (2/10 Zoll) ermöglicht eine einfache Montage. Die technischen Daten sind in Tabelle 3 zusammengestellt.

6.3. FM-Demodulator für IR-Empfänger

Zur Demodulation empfiehlt sich die integrierte Schaltung S041 P. Siehe Tabelle 4.

Zwei aus dem Signal abgeleitete Wechselspannungen werden in ihrer Phase miteinander verglichen. Die eine Wechselspannung ist das direkt vom Ausgang des Begrenzerverstärkers abgenommene Signal, die andere Wechselspannung wird daraus über einen Phasenschiebekreis gewonnen. Bei Mittenfrequenz muß zwischen den beiden Wechselspannungen eine Phasendifferenz von 90° bestehen. In diesem Falle nimmt der Laststrom am Ausgang des Demodulators seinen Mittelwert an. Bei einer Abweichung der Sendefrequenz nach oben oder unten verschiebt sich auch die Phase proportional dazu und bewirkt entsprechende Änderungen im Ausgangsstrom.

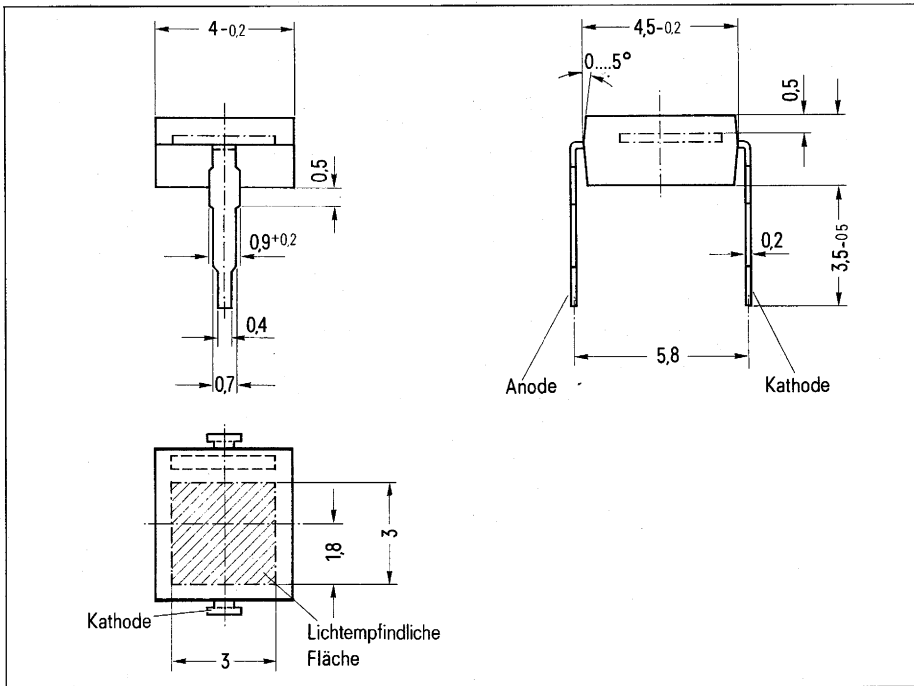


Bild 23
Einbaumaße der Empfangsdiode BPW 34

Tabelle 3 Empfangsdiode BPW 34

Grenzdaten

Sperrspannung	U_R	32	V
Betriebs- und Lagertemperatur	T_S	-30 bis +90	°C
Löttemperatur			
2 mm vom Gehäuseboden entfernt ($t \leq 3$ s)	T_L	230	°C
Verlustleistung ($T_U = 25$ °C)	P_{tot}	150	mW

Kenndaten ($T_U = 25$ °C)

Fotoempfindlichkeit ¹⁾ ($U_R = 5$ V)	S	70 (≥ 50)	nA/lx
Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit	$\lambda_{S\ max}$	850	nm
Quantenausbeute (Elektronen pro Photon) ($\lambda = 850$ nm)	η	0,88	$\frac{\text{Elektronen}}{\text{Photon}}$
Spektrale Fotoempfindlichkeit ($\lambda = 850$ nm)	S	0,60	A/W
Leerlaufspannung ($E_v = 100$ lx) ¹⁾	U_L	285	mV
Leerlaufspannung ($E_v = 1000$ lx) ¹⁾	U_L	365	mV
Kurzschlußstrom ($E_v = 100$ lx) ¹⁾	I_K	6,5	μ A
Anstiegs- und Abfallzeit des Fotostromes von 10 % auf 90 % und von 5 % auf 10 % des Endwertes			
($R_L = 1$ k Ω , $U_R = 0$ V; $\lambda = 950$ nm)	$t_r ; t_f$	125	ns
($R_L = 1$ k Ω , $U_R = 10$ V; $\lambda = 950$ nm)	$t_r ; t_f$	50	ns
Temperaturkoeffizient für U_L	TK	-2,6	mV/K
Temperaturkoeffizient für I_K bzw. I	TK	0,18	%/K
Kapazität			
($U_R = 0$ V; $f = 1$ MHz; $E = 0$)	C_0	72	pF
($U_R = 3$ V; $f = 1$ MHz; $E = 0$)	C_3	25 (≤ 40)	pF
Bestrahlungsempfindliche Fläche	A	7,6	mm ²
Dunkelstrom ($U_R = 10$ V)	I_R	2 (≤ 30)	nA
Rauschäquivalente Strahlungsleistung ($U_R = 10$ V)	NEP	$4,2 \times 10^{-14}$	$\frac{W}{\sqrt{Hz}}$
Nachweisgrenze	D^*	$6,6 \times 10^{12}$	$\frac{cm \sqrt{Hz}}{W}$

Bestellnummer

Q62702-P73

¹⁾ Die angegebene Fotoempfindlichkeit und die Beleuchtungsstärken beziehen sich auf die ungefilterte Strahlung einer Wolfram-Fadenlampe mit einer Farbtemperatur von 2856 K (Normlicht A nach DIN 5030 und IEC 306-1).

Tabelle 4

FM-ZF-Verstärker mit Demodulator S 041 P

Kenndaten ($T_U = 25\text{ °C}$; $U_{\text{Batt}} = 12\text{ V}$)

		min	typ	max	
Gesamtstromaufnahme	I_{Batt}	4,0	5,4	6,8	mA
ZF-Spannungsverstärker ($f = 10,7\text{ MHz}$)	V_U		68		dB
ZF-Ausgangsspannung für Begrenzung je Ausgang	V_{qss}		130		mV
NF-Ausgangsspannung ($f = 10,7\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$, $U_i = 10\text{ mV}$, $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$, $Q \approx 35$)	$\dot{U}_{\text{NF eff}}$	100	170		mV
Klirrfaktor ($f = 10,7\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$, $U_i = 10\text{ mV}$, $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$, $Q \approx 35$)	k		0,55	1,0	%
Änderung der NF-Ausgangsspannung ($U_{\text{Batt}} = 15\text{ V} \rightarrow 4\text{ V}$, $f = 10,7\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$, $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$)	ΔU_{NF}		1,5		dB
Eingangsspannung für Begrenzung ($f = 10,7\text{ MHz}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$, $U_i = 10\text{ mV}$, $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$, $Q \approx 35$)	U_{Begr}		30	60	μV
Eingangsimpedanz ($f = 10,7\text{ MHz}$)	Z_i		20/2		k Ω /pF
Eingangsimpedanz ($f = 445\text{ kHz}$)	Z_i		50/4		k Ω /pF
Ausgangswiderstand (Anschluß 9)	R_q	3,5	5	8,5	k Ω
Spannungsabfall an NF-Arbeitswiderstand	U_{11-8}		1,5		V
AM-Unterdrückung ($U_i = 10\text{ mV}$, $\Delta f = \pm 50\text{ kHz}$, $m = 30\%$, $f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$)	a_{AM}		60		dB

Bestellnummer: Q67000-A529

7. Ausblick

Für die beiden hier behandelten IR-Anwendungsarten Tonübertragung und Fernsteuerung ist ein möglichst günstiges Nutz-Stör-Verhältnis besonders wichtig. Für die Verbesserung des Nutz-Stör-Verhältnisses kommen folgende Maßnahmen in Frage:

- Verwendung von Linsensystemen,
- Anwendung optischer Filter,
- Erhöhung der Puls-Spitzenleistung,
- Hubvergrößerung bei FM-Verfahren,
- Pre- und Deemphase bei Tonübertragung.

Wenn die Störung nicht nur vom Eigenrauschen oder vom Umgebungslicht, sondern von anderen IR-Quellen (IR-Tonsender, IR-Fernsteuerung, Licht- oder Modellsteuerung) herrührt, kommen zusätzlich in Betracht:

- Elektrische Selektionsmittel, zum Beispiel Bandfiltereingang,
- Unterschiedliche Sende-Wellenlängen für verschiedene IR-Geräte.

Die möglichen Maßnahmen sind von Anwendungsfall zu Anwendungsfall verschieden. So haben Linsensysteme nur dort einen Vorteil, wo überwiegend mit gerichteter Strahlung gearbeitet wird, vor allem bei Fernsteueranwendungen. Mit Kugellinsen von 10 mm Durchmesser läßt sich zum Beispiel das Nutzsignal um den Faktor 3 bis 4 erhöhen, wenn der Akzeptanzwinkel unter $\pm 30^\circ$ bleibt. Bei Tonübertragung

dagegen schränkt eine Linse vor der Empfangsdiode die Bewegungsfreiheit des Benutzers stärker ein. Eine Linse bringt hier nur dann einen wesentlichen Gewinn, wenn der Benutzer sein Gerät auf den Sender hin ausrichtet. Auf der Tonsenderseite kann es jedoch vorteilhaft sein, die abgestrahlte Leistung mit Hilfe einer Zylinderlinse in vertikaler Richtung zu bündeln und damit auf einen kleineren Abstrahlwinkel zu komprimieren.

Optische Filter, wie sie zum Beispiel von den Firmen Göttinger Farbfilter oder Kodak angeboten werden, sind für Tages- und Leuchtstoffröhrenlicht äußerst vorteilhaft. Nur bei Glühlicht ist ihre Wirkung, wie schon angedeutet, recht bescheiden. Sehr gut eignen sich auch unbelichtete, aber entwickelte Farbfilm als IR-Filter.

Hohe Plus-Spitzenleistungen sind bei den Sendedioden LD27 und LD241 T möglich, wenn die Einzelimpulse nicht zu lang und die mittlere Verlustleistung so niedrig bleibt, daß die Sperrschicht-Temperatur von 100°C nicht überschritten wird. Bei Pulsdauern bis 1 ms sind Spitzenströme von 1 bis 2 A möglich. Dies ist besonders für den Einsatz in Fernsteuersendern wichtig. Bei Dauerstrichbetrieben, wie sie z. B. für Tonübertragung in Frage kommen, können mit dem Typ LD 241 T Spitzenströme von rund 500 mA bei einem Tastverhältnis von 1 : 3 eingestellt werden. Bei diesem Tastverhältnis ist das Verhältnis von abgestrahlter Grundwellenleistung zur zugeführten Gleichstromleistung um rund 25 % größer als bei einem Tastverhältnis von 1 : 2. Eine weitere Verringerung des Tastverhältnisses würde zwar den Wirkungsgrad

noch geringfügig verbessern, bringt aber zusätzliche Schwierigkeiten bei der Ansteuerung. Im übrigen ist eine Erhöhung der Sendeleistung nur durch eine größere Anzahl von Dioden zu realisieren.

Während man bei der Tonübertragung nur im Dauerstrich sendet und deshalb nicht den vollen Spitzenstrom ausnutzen kann, ist es bei der Fernsteuerung zweckmäßig, mit kurzen hohen Impulsen die Information zu übertragen und anschließend durch eine Pause den Mittelwert des Stromes klein zu halten. Die mittlere Verlustleistung bleibt in den meisten Fällen, insbesondere bei niedriger Wiederholungsrate, so klein, daß keine Kühlmaßnahmen erforderlich sind. Je höher die Spitzenamplituden gemacht werden können, desto besser der Störabstand.

Bei FM-Übertragung ist eine Verbesserung des Störabstandes durch einen größeren FM-Hub möglich. Allerdings ist damit auch eine größere Eingangsbandbreite gekoppelt, die u. U. zum Verzicht auf einen Eingang-Resonanzkreis und zu einer Verringerung der Empfindlichkeit führen kann. Der Vorteil eines größeren Hubes geht also teilweise wieder verloren, insbesondere dann, wenn der relative Frequenzhub $\frac{\Delta \Omega}{\omega_0}$ groß ist.

Ein besonderes Problem sind Störungen durch andere IR-LED-Strahler, z. B. die Störung einer IR-Fernsteuerung durch eine IR-Tonübertragungsanlage. Hier kann durch gute Selektion der Übertragungskanäle Abhilfe geschaffen werden. Bandfilterkreise im Verstärkereingang oder auch eine Frequenzumsetzung mit nachgeschalteten Filtern sind möglich. Ein in Zukunft vielleicht gangbarer Weg besteht darin, LEDs mit unterschiedlicher Wellenlänge für verschiedene in einem Raum vorkommende Übertragungsstrecken einzusetzen. Das Problem der Kanaltrennung würde damit auf das optische Gebiet verlagert, wo scharfkantige Filter verfügbar sind.

8. Verzeichnis der verwendeten Symbole und Literatur

P_s	vom IR-Sender abgegebene Strahlungsstärke in W	s	Spezifische visuelle Empfindlichkeit der Fotodiode in $\frac{A}{\text{Lux} \cdot \text{m}^2}$
P_e	vom Empfänger aufgenommene Strahlungsleistung in W	E_v	Beleuchtungsstärke am Empfänger in Lux
O	Innere Oberfläche eines mit diffuser IR-Strahlung erfüllten Raumes in m^2	A	Effektive Empfängerfläche in m^2
ρ	mittlerer Wand-Reflexionsfaktor für IR-Strahlung 950 nm	I_s	Nutz-Fotodiodenstrom (Signalstrom) in A
E_e	Nutz-Bestrahlungsstärke am Empfänger in W/m^2	I_{s1}	Effektivwert der Grundwelle des Fotodioden-Signalstromes in A
I_s	Strahlungsstärke des IR-Senders in W/sr	K	Energetische Empfindlichkeit der Fotodiode in A/W
r	Abstand Sender—Empfänger in m	η	Quantenwirkungsgrad der Fotodiode
I_G	Fotodiodengleichstrom, bedingt durch das Umgebungslicht in A	$\frac{S}{N}$	Signal-Rausch-Verhältnis
I_{GA}	I_G für ungefiltertes Normlicht A	e	Elementarladung = $1,6 \cdot 10^{-19} \text{ As}$
i_G	Effektivwert des I_G überlagerten Schrotstromes in A	h	Plancksches Wirkungsquantum = $6,62 \cdot 10^{-34} \text{ Js}$
i_R	Effektivwert des Rausch-Kurzschlußstromes eines ohmschen Widerstandes R in A	ν	Lichtfrequenz in Hz
S	Visuelle Empfindlichkeit der Fotodiode in A/Lux	λ	Lichtwellenlänge in m
		Δf	Effektive Empfängerbandbreite in Hz
		kT_o	Verfügbare Rauschenergie eines Widerstandes bei Zimmertemperatur = $4 \cdot 10^{-21} \text{ Js}$
		R	Eingangswiderstand in Ω
		k	Lichtartfaktor
		α_1	Filterfaktor für die Lichtart I
		b	Bandbreite in Hz
		$\Delta\Omega$	Frequenzhub in Hz
		ω_N	Niederfrequente Modulationsfrequenz in Hz
		ω_o	Mittelfrequenz in Hz
		Q	Kreisgüte
		Ω	Normierte Verstimmung
		φ	Phasenwinkel zwischen U_2 und U_1

Literatur

- (1) Richard Citta „An infra-red wireless speaker system utilizing a super-wideband FM-carrier.“
Zenith Radio Corp. Chicago, Illinois.
- (2) Siemens Datenbuch 1975/76 Optoelektronik Halbleiter
Bestell-Nr. B33/1304
Siemens Aktiengesellschaft ZVW 85
Postfach 1500, 8510 Fürth i. Bay.

Zweigniederlassungen in der Bundesrepublik Deutschland und Berlin (West)

1000 Berlin 61
Schöneberger Straße 2-4
Postanschrift:
1000 Berlin 11, Postfach
Tel. 255-1, Telex 1 83 766

2800 Bremen 1
Contrescarpe 12
Postfach 127
Tel. 3 64-1
Telex 2 45 451

4600 Dortmund 1
Märkische Straße 8-14
Postfach 658
Tel. 5 48-1
Telex 8 22 312

4000 Düsseldorf 1
Lahnweg 10
Postfach 1115
Tel. 30 30-1
Telex 8 581 301

4300 Essen 1
Kruppstraße 16
Postfach 22
Tel. 20 13-1
Telex 8 57 437

6000 Frankfurt (Main) 1
Gutleutstraße 31
Postfach 41 83
Tel. 2 62-1
Telex 4 14 131

2000 Hamburg 1
Lindenplatz 2
Tel. 2 82-1
Telex 21 62 721

3000 Hannover 1
Am Maschpark 1
Postfach 53 29
Tel. 1 99-1
Telex 9 22 333

5000 Köln 1
Franz-Geuer-Str. 10
Postfach 10 16 88
Tel. 5 76-1
Telex 8 881 005

6800 Mannheim 1
N 7.18
Postfach 20 24
Tel. 2 96-1
Telex 4 62 261

8000 München 80
Richard-Strauss-Straße 76
Postanschrift:
8000 München 2
Postfach 20 21 09
Tel. 92 21-1
Telex 5 29 421

8500 Nürnberg 1
Von-der-Tann-Straße 30
Postfach 24 29
Tel. 6 54-1
Telex 6 22 251

6600 Saarbrücken 3
Martin-Luther-Straße 25
Postfach 359
Tel. 30 08-1
Telex 4 421 431

7000 Stuttgart 1
Geschwister-Scholl-Straße 24
Postfach 120
Tel. 20 76-1
Telex 7 23 941

Siemens-Landesgesellschaften und -Vertretungen

Europa

Belgien
Siemens Société Anonyme
Chaussée de Charleroi 116
B-1060 Bruxelles
Tel. 5 37 31 00, Telex 21 347

Bulgarien
RUEN
Technisches Beratungsbüro
der Siemens AG
uliza Nikolai Gogol 5/
Boulevard Lenin
BG-1504 Sofia 4
Tel. 45 70 82, Telex 22 763

Dänemark
Siemens Aktieselskab
Borupvang 3
DK-2750 Ballerup
Tel. 65 65 65, Telex 35 313

Finnland
Siemens Osakeyhtiö
Mikonkatu 8
SF-00101 Helsinki 10
(PL 8)
Tel. 107 14, Telex 12 465

Frankreich
Siemens S.A.
B.P. 109
F-93203 Saint-Denis CEDEX 1
Tel. 8 20 61 20, Tx. 62 853

Griechenland
Siemens Hellas E.A.E.
Voulas 7
Athen 125 (P.O.B. 601)
Tel. 32 93-1, Telex 216 291

Großbritannien
Siemens Ltd.
Great West House,
Great West Road
Brentford TW8 9DG
Tel. 5 68 91 33, Telex 23 176

Irland
Siemens Ltd.
8, Raglan Road
Dublin 4
Tel. 68 47 27, Telex 5341

Island
Smith & Norland H/F
Nóatún 4,
Reykjavik (P.O.B. 519)
Tel. 3 83 20, Telex 20 555

Italien
Siemens Elettra S.p.A.
Via Vittor Pisani, 20
I-20124 Milano
(Casella Postale 4183)
Tel. 62 48, Telex 36 261

Jugoslawien
Generalexport
Masarikova 5/XV
YU-11000 Beograd
(YU-1101 Beograd
Poštanski fah 223)
Tel. 6 84-866, Telex 11 287

Luxemburg
Siemens Société Anonyme
Rue Glesener 17
Luxembourg (P.B. 1701)
Tel. 49 711-1, Telex 3430

Niederlande
Siemens Nederland N.V.
Prinses Beatrixlaan 26
Den Haag 2077
(Postbus 1068)
Tel. 78 27 82, Telex 31 373

Norwegen
Siemens A/S
Østre Aker Vel 90
N-050 Oslo 5
(Postboks 10, Veitvet)
Tel. 15 30 90, Telex 18 477

Österreich
Siemens Aktiengesellschaft
Österreich
A-1030 Wien
Apostelgasse 12
(A-1031 Wien, Postfach 326)
Tel. 72 93-0, Telex 11 866

Polen
PHZ Transactor S.A.
PL-00-950 Warszawa
(P.O.B. 30)
Tel. 49 72 62, Telex 813 288

Portugal
Siemens S.A.R.L.
Av. Almirante Reis, 65
Lisboa-1 (Apartado 1380)
Tel. 53 88 05, Telex 12 563

Rumänien
Siemens Birou
de consultatii tehnice
Str. Jules Michelet 15-17
par. abt. 5
R-7 Bucuresti 1
Tel. 15 18 25, Telex 11 473

Schweden
Siemens AB
Norra Stationsgatan 63-65
Stockholm
(Fack, S-10435 Stockholm 23)
Tel. 22 96 80, Telex 1880/81

Schweiz
Siemens-Albis AG
CH-8001 Zürich
(CH-8021 Zürich,
Postfach 605)
Löwenstraße 35
Tel. 23 03 52, Telex 52 131

Spanien
Siemens S.A.
Orense, 2
Madrid-20 (Apartado 155)
Tel. 4 55 25 00, Telex 27 769

Tschechoslowakei
EFEKTIM
Vertretung ausländischer
Gesellschaften in der CSSR
Václavské náměstí 1
CS-11000 Praha 1
(P.O.B. 457)
Tel. 25 84 17, Telex 122 389

Türkei
Simko Ticaret ve Sanayi A.S.
Meclis Mebusan Cad. 55/35
Istanbul (Findikli)
(P.K. 64 Tophane)
Tel. 45 20 90, Telex 22 290

Ungarn
INTERCOOPERATION AG
Siemens-Kooperations-
abteilung
Böszörményi út 9-11
H-1126 Budapest
(P.O.B. 1525)
Tel. 15 49 70, Telex 224 133

**Union der Sozialistischen
Sowjetrepubliken**
Siemens Büro
Kalantschjevskaja Str. 21/40,
Hotel 'Leningradskaja'
Zimmer 301
SU-Moskau
Tel. 2 23 52 57, Telex 7413

Afrika

Ägypten
Siemens Resident Engineers
P.O.B. 775, Zamalek
Cairo/Egypt
Tel. 3 56 61, Telex 321

Algerien
Siemens Algérie S.A.R.L.
3, Viaduc du Duc des Cars
Alger (B.P. 224, Alger-Gare)
Tel. 63 95 47, Telex 52 817

Äthiopien
Siemens Ethiopia Ltd.
Ras Bitwoded Makonen
Building
Addis Ababa (P.O.B. 5505)
Tel. 15 15 99, Telex 21 052

Libyen
Assem Azzabi, Tariq Building
1, September Street
Tripoli (P.O.B. 2583)
Tel. 4 15 34

Marokko
SETEL
Société Electrotechnique
et de Télécommunications S.A.
Rue Lafuente
Casablanca
Tel. 26 13 82/84, Telex 21 914

Südafrika
Siemens (Proprietary) Limited
Siemens House
Corner Wolmarans and Biccard
Streets, Braamfontein
Johannesburg 2000
(P.O.B. 4583)
Tel. 7 25 25 00, Telex 587 721

Sudan
National Electrical &
Commercial Company (NECC)
Khartoum (P.O.B. 1202)
Tel. 8 08 18, Telex 642

Tunesien
Sitelec S.A. Société
d'Importation
et de Travaux d'Electricité
26, Avenue Farhat Hached
Tunis
Tel. 24 28 60, Telex 12 326

Zaire
Siemens Zaire S.P.R.L.
1222, Avenue Tombalbaye,
Kinshasa 1 (B.P. 9897)
Tel. 2 26 08, Telex 377

Amerika

Argentinien
Siemens S.A.
Av. Presidente
Julio A. Roca 530
Buenos Aires
(Casilla Correo Central 1232)
Tel. 30 04 11, Telex 121 812

Bolivien
Sociedad Comercial
e Industrial Hansa Ltda.
La Paz (Cajón Postal 1402)
Tel. 5 44 25, Telex 5261

Brasilien
Siemens S.A.
Rua Cel. Bento Bicudo, 111
BR-05069 Sao Paulo
(Caixa Postal 1375),
Sao Paulo 1, SP)
Tel. 2 60 26 11, Telex 11-23681

Chile
Gildemeister S.A.C.
Division Siemens
Casilla 99-D
Santiago de Chile
Tel. 8 25 23, Telex sgo 392

Kanada
Siemens Canada Limited
7300 Trans-Canada Highway
Pointe Claire, P.Q. H9R 1C7
(P.O.B. 7300, Pointe Claire,
P.O. H9R 4R6)
Tel. 695-7300, Telex 5 267 300

Kolumbien
Siemens S.A.
Carrera 65, No. 11-83
Bogotá
(Apartado Aéreo 80150)
Tel. 614077, Telex 44 750

Mexiko
Siemens S.A.
Poniente 116, No. 590
Mexico 15, D.F.
(Apartado Postal 15064)
Tel. 5 67 07 22, Telex 17 72 700

Uruguay
Conatel S.A.
Ejido 1690
Montevideo
(Casilla de Correo 1371)
Tel. 91 73 31, Telex 934

Venezuela
Siemens S.A.
Apartado 3616
Caracas 101
Tel. 34 85 31, Telex 25 131

**Vereinigte Staaten
von Amerika**
Siemens Corporation
186 Wood Avenue South
Iselin, New Jersey 08830
Tel. 4 94-1000
Telex WU 84-4491, 84-4492

Asien

Afghanistan
Siemens Afghanistan Ltd.
Alaudin, Karte 3
Kabul (P.O.B. 7)
Tel. 4 14 60

Bangladesh
Siemens Bangladesh Ltd.
74, Dilkusha Commercial Area
Dacca (P.O.B. 33)
Tel. 24 43 81, Telex 824

Burma
Siemens Resident Engineer
No. 8 Attia Road
Rangoon (P.O.B. 1427)
Tel. 3 25 08, Telex 2009

Hongkong
Jebsen & Co., Ltd.
Prince's Building, 23rd floor
Hong Kong (P.O.B. 97)
Tel. 5 22 51 11, Telex 73 221

Indien
Siemens India Ltd.
Head Office
134-A, Dr. Annie Besant Road,
World
Bombay 400018 (P.O.B. 6597)
Tel. 37 99 06, Telex 112 373

Indonesien
P.T. Siemens Indonesia
Kebon Sirih 4
Jakarta (P.O.B. 2469)
Tel. 5 10 51, Telex 46 222

Irak
Samhiry Bros. Co. (W.L.L.)
Abu Nawas Street
Baghdad (P.O.B. 300)
Tel. 9 00 21, Telex 2 255

Iran
Siemens Sherkate
Sahami (Khass)
Kh. Takhte-Djamshid 32
Siemenshaus
Teheran 15
Tel. 6141, Telex 212 351

Israel
Transselectio Company Ltd.
72/76 Harakevet Street
Tel Aviv (P.O.B. 2385)
Tel. 3 18 44, Telex 33 513

Japan
Nippon Siemens K.K.
Furukawa Sogo Building,
6-1, Marunouchi, 2-chome
Tokyoda-ku
Tokyo 100
(Central P.O. Box 1144
Tokyo 100-91)
Tel. 2 14 02 11, Telex 22 808

Jemen
Tihama Tractors
& Engineering Co. Ltd.
Sana'a (P.O.B. 49)
Tel. 24 62, Telex 217

Korea (Republic)
Siemens Electrical
Engineering Co., Ltd.
C.P.O. Box 3001
Seoul
Tel. 24 15 58, Telex 2329

Kuwait
Abdul Aziz M. T. Alghanim Co.
& Partners
Kuwait, Arabia (P.O.B. 3204)
Tel. 42 33 36, Telex 2 131

Libanon
Ets. F.A. Kettaneh S.A.
(Kettaneh Frères)
Rue du Port
Byrouth (P.O.B. 110242)
Tel. 22 11 80, Telex 20 614

Malaysia
Guthrie Eng. (Malaysia) Sdn. Bhd.
Electrical & Communications
Division
17, Jalan Semangat
Petaling Jaya/Selangor
(P.O.B. 30)
Tel. 77 33 44, Telex 37 573

Pakistan
Siemens Pakistan
Engineering Co. Ltd.
ILACO House,
Abdullah Haroon Road
Karachi (P.O.B. 7158, Karachi 3)
Tel. 51 60 61, Telex 820

Philippinen
Engineering Equipment, Inc.
Machinery Division,
Siemens Department
P.O.B. 7160 Airmail Exchange Office
Manila International Airport
Tel. 85 40 11/19, Telex ECC 3695

Saudi-Arabien
E.A. Juffali & Bros.
Head Office
Jeddah (P.O.B. 1049)
Tel. 2 22 22, Telex 40 130

Singapur
Guthrie Engineering (Singapore)
Pte. Ltd.
Electrical
& Communications Division
41, Sixth Avenue,
Bukit Timah Road
Singapore 10
(P.O.B. 495, Singapore 1)
Tel. 66 25 55, Telex 21 681

Syrien
Syrian Import
Export & Distribution
Co., S.A.S. SIEDCO
Port Said Street
Damas (P.O.B. 363)
Tel. 1 34 31/33

Taiwan
Delta Engineering Ltd.
42, Hsu Chang Street,
8th floor
Taipei (P.O.B. 58497)
Tel. 3 61 02 55, Telex 21 826

Thailand
B. Grimm & Co. R.O.P.
1643/4, Petchburi Road
(Extension)
Bangkok 10 (P.O.B. 66)
Tel. 52 40 81, Telex 2614

Australien und Ozeanien

Australien
Siemens Industries Ltd.
544 Church Street, Richmond
Melbourne, Victoria 3121
Tel. 4 29 71 11, Telex 30 425

Neuseeland
Siemens Liaison Office
175 The Terrace
Wellington 1 (P.O. Box 4145,
G.P.O. Wellington)
Tel. 4 63 65, Telex 31233

