



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

7.11.75

# Infrarot-Tonübertragung

Von Rudolf Knauer

Diplomphysiker Rudolf Knauer  
Siemens Aktiengesellschaft  
Bereich Bauelemente, München  
Anwendungstechnik Optoelektronik

1. Einleitung
2. Grundsätzliche Betrachtungen zur IR-Tonübertragung
  - 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. Der Sender
  - 3.1 FM-Übertragungsverfahren
  - 3.2 Sendediode LD 241
  - 3.3 Aufbau des Senders
4. Der Empfänger
  - 4.1 Schaltung
  - 4.2 FM-Demodulator
    - 4.2.1 Wirkungsweise des Phasendetektors
    - 4.2.2 Dimensionierung des Phasenschieberkreises
5. Kenndaten des Versuchsgerätes
6. Abschließende Bemerkungen und Literatur
7. Verzeichnis der verwendeten Symbole

# 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 Problemen der IR-Tonübertragung 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.

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

# 2. Grundsätzliche Betrachtung zur IR-Tonübertragung

Setzt man voraus, daß ein gleichbleibend guter Empfang an beliebigen Stellen eines Raumes möglich sein soll, muß eine diffuse Verteilung der Sendeleistung angestrebt werden. Der Sender muß so viel Leistung liefern, daß überall im Raum eine gewisse Mindest-Energiedichte vorhanden ist. Er muß die von den Wänden und Gegenständen absorbierte sowie die durch Fenster entweichende Strahlungsleistung ständig nachliefern. In erster Näherung ist also die Oberfläche des Raumes für die aufzubringende Sendeleistung maßgebend. Gut reflektierende Wände und wenig absorbierende Materialien im Raum sind von Vorteil.

Wie groß muß nun die nötige Mindest-Bestrahlungsstärke sein? Dies hängt vor allem von dem geforderten Störabstand, der vorhandenen Beleuchtung und den verfügbaren Filtern ab.

Fremdlicht ist das größte Problem. Insbesondere ist eine Beleuchtung mit Glühlampen ungünstig, da das Maximum der spektralen Energieverteilung hier ziemlich genau mit dem Empfindlichkeitsmaximum der Fotodioden übereinstimmt. Leuchtstoffröhren sind in dieser Beziehung günstiger, um so mehr als man hier durch Vorschalten eines IR-Filters größere Verbesserungen als bei Glühlampenlicht erzielen kann. Ganz allgemein kann man sagen, je „kälter“ das Licht ist, desto geringer der Störeinfluß.

Wie kommt die Störung durch Fremdlicht zustande? Fremdlicht erzeugt in der Fotodiode einen Gleichstrom, der, wie alle Ströme, von einem Schrotstrom begleitet ist. Der Schrotstrom ist proportional der Wurzel aus dem Fotostrom und der Übertragungsbandbrei-

te. Der in den Nutz-Frequenzbereich fallende Anteil des Schrotrausches ist durch keine Maßnahme mehr vom Nutzsignal zu trennen. Bei üblicher Raumbeleuchtung ist die vom Gleichlicht hervorgerufene Störung bei weitem größer als das Rauschen des Nutzstromes oder des Verstärkers.

Als Faustregel kann gelten, daß bei einer Beleuchtungsstärke von ca. 1000 Lux eine Mindest-Nutz-Bestrahlungsstärke von rund 1 nW/mm<sup>2</sup> am Ort der Empfangsdiode erforderlich ist. Die quantitativen Zusammenhänge werden in den folgenden Abschnitten behandelt.

## 2.1 Erforderliche Sendeleistung

Bei IR-Sendediode werden im Schnitt 6 % der zugeführten elektrischen Leistung in IR-Strahlung mit einer Wellenlänge von ca. 950 nm umgewandelt. 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  $\rho$  der mittlere Reflexionsfaktor und unter  $E_e$  die Bestrahlungsstärke verstanden wird. Index  $e$  steht für „energetisch“, im Gegensatz zu  $v =$  „visuell“. Damit ist der Zusammenhang zwischen der erforderlichen Sendeleistung und der geforderten Mindest-Bestrahlungsstärke gegeben.

Zum Beispiel ist für einen Raum von 100 m<sup>2</sup> Oberfläche bei  $\rho = 50\%$  eine Sendeleistung von 50 mW, entsprechend einer zugeführten Leistung von rund 850 mW, nötig, um an allen Stellen der Oberfläche eine Bestrahlungsstärke von 1 nW/mm<sup>2</sup> zu erzeugen. Dies

gilt jedoch nur unter idealisierten Bedingungen bei völlig diffuser Strahlungsverteilung. In der Praxis wird man aber teilweise gerichtete Strahlung vorliegen haben und zwar um so mehr, je stärker man sich dem Sender nähert und je weniger die Wände reflektieren. Die Beziehung (1) kann also nur Richtwerte liefern. Die Bestrahlungsstärke innerhalb des Raumes ist eher größer als die mittlere Bestrahlungsstärke an den Wänden.

Beschränkt man sich auf den gerichteten Anteil der Strahlung, so gilt für die Bestrahlungsstärke im Abstand  $r$  senkrecht zur Sendeoberfläche:

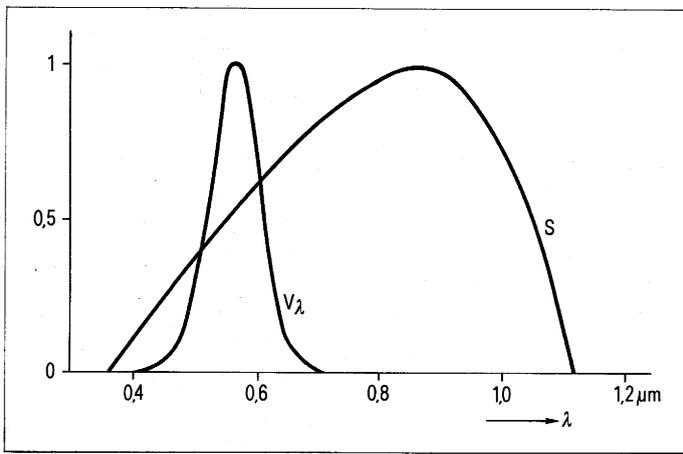
$$E_e = \frac{I_s}{r^2} \quad (2)$$

$I_s$  ist die Strahlungsstärke in W/Raumwinkel. Bei einem flächenhaften (Lambert'schen) Strahler besteht zwischen der insgesamt abgestrahlten Energie  $P_s$  und der Strahlungsstärke  $I_s$  in Achsenrichtung die Beziehung:

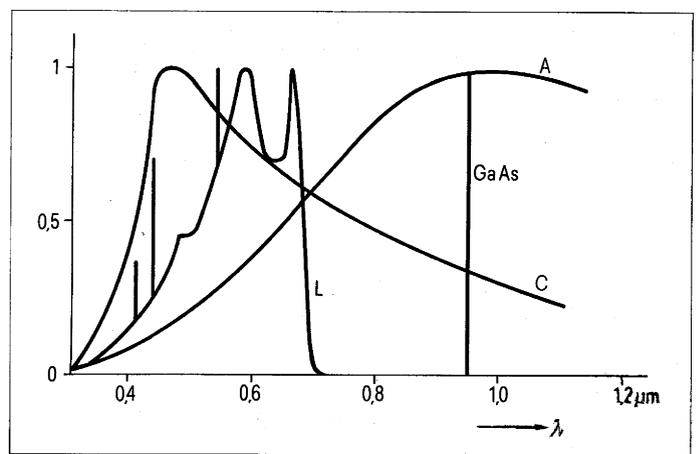
$$I_s = \frac{P_s}{\pi} \quad (3)$$

Bei der Sendediode LD 241 ist dies näherungsweise erfüllt, wenn keine zusätzliche Optik verwendet wird.

In geschlossenen Räumen gilt die Beziehung (2) nur in unmittelbarer Nähe des Senders. Bereits im Abstand des halben Raumdurchmessers überwiegt der von den Wänden reflektierte Anteil bei weitem, wenn der Wand-Reflexionsfaktor nicht anomal klein ist und keine Bündelung der Senderstrahlung vorgenommen wird.



**Bild 1**  
Relative spektrale Empfindlichkeit S  
der Silizium-Fotodiode BPW 34  
und Augenempfindlichkeitskurve  $V_\lambda$ .



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

## 2.2 Einfluß des Umgebungslichtes

Für die Beurteilung der Störwirkung des Umgebungslichtes ist es zweckmäßig, zunächst von Glühllicht mit der Farbtemperatur 2856 K (Normlicht A) auszugehen, da die Datenblattangaben optischer Empfänger meist hierauf bezogen sind. Der von Normlicht A hervorgerufene Foto-Diodengleichstrom beträgt:

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

$S$  = Empfindlichkeit der Fotodiode  
in A/Lux

$E_v$  = Beleuchtungsstärke in Lux

Allgemein hat der einem Gleichstrom  $I_G$  überlagerte Schrotstrom die Größe:

$$i_G = \sqrt{2 e I_G \Delta f} \quad (5a)$$

oder, in einer für die Praxis geeigneteren Form:

$$i_G/\text{pA} = 18 \cdot \sqrt{I_G/\mu\text{A} \cdot \Delta f/\text{kHz}} \quad (5b)$$

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.

Bei konstanter, in Lux gemessener Beleuchtungsstärke, hängt die Größe des Diodengleichstromes  $I_G$  noch entscheidend von der Art des Lichtes und dem verwendeten IR-Filter ab, wie die folgenden Ausführungen zeigen.

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

Drei Lichtarten werden näher betrachtet:

- a Glühllicht
- b natürliches Tageslicht
- c 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:

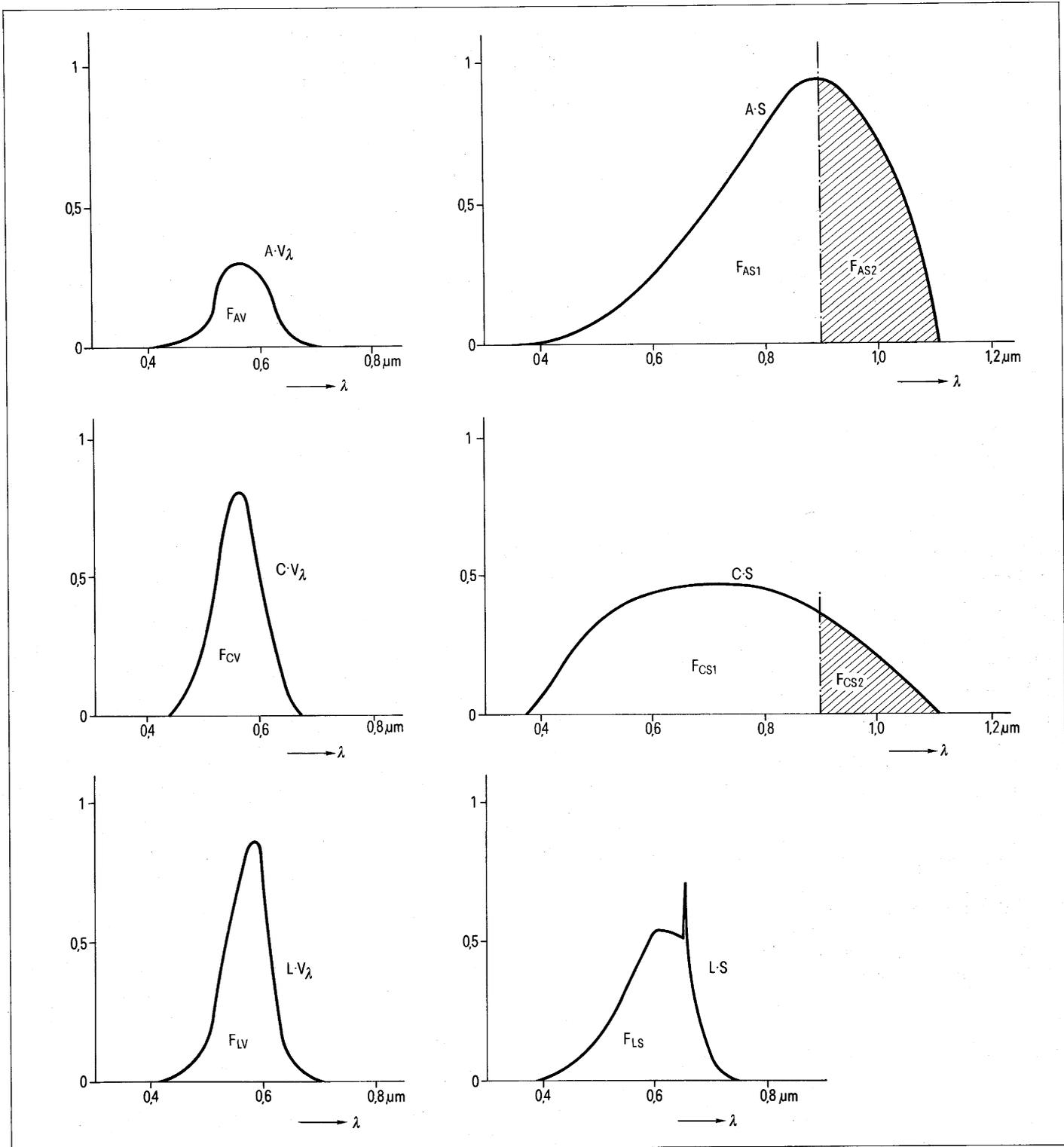
Glühllicht (Normlicht A)	$k = 1$
Tageslicht (Normlicht C)	$k = 0,3$
Leuchtstoffröhrenlicht (Universal-Weiß)	$k = 0,12$

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 zu-

einander. 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 Bewertung 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 Gesamtfläche entspricht. Die Filterfaktoren  $\alpha_1$  (Index 1 bedeutet „bezogen auf die jeweilige Lichtart“, also  $l = A, C, L$ ) ergeben sich aus **Bild 3 a** und **3 b** zu:

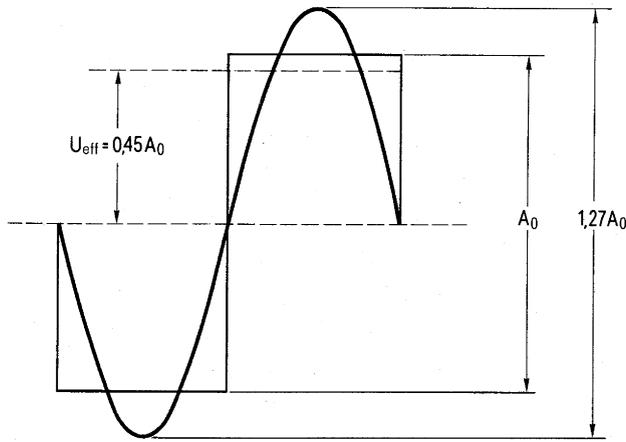
$$V'_A = \frac{F_{AS2}}{F_{AS1} + F_{AS2}} = 0,4 = \alpha_A$$

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

**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“

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  $\alpha_L$  liegt, experimentell bestimmt, bei etwa

**Bild 4**  
Rechteckimpuls und  
zugehöriger Grundwellenanteil



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  $k_{\alpha_1}$ ,  
bezogen auf ungefiltertes  
Glühlicht (= 1)

Glühlicht	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 Glühlicht zulassen. Ein IR-Filter bei Glühlicht 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).

$$I_s = K A E_e \quad (6)$$

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  $\lambda = 950 \text{ nm}$  hat K ziemlich ge-

nau den Wert 0,5, so daß man die einfache Näherungsformel erhält:

$$\text{Für } \lambda = 950 \text{ nm} : I_s \approx 0,5 P_e \quad (7)$$

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

Der allgemeine Ausdruck für die Größe K lautet:

$$K = \frac{e}{h\nu} \cdot \eta_q \quad (8)$$

Für die Praxis vereinfacht:

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

Darin bedeuten:

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

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

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

mit  $c = 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$ ,  $\lambda$  in m

$\eta_q$  = Quantenwirkungsgrad

Mit den Werten  $\lambda = 950 \text{ nm}$  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  $A_0 = I_s$ :

$$I_{S1} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_s = 0,45 I_s \quad (9)$$

## 2.5 Betrachtungen zum Störabstand

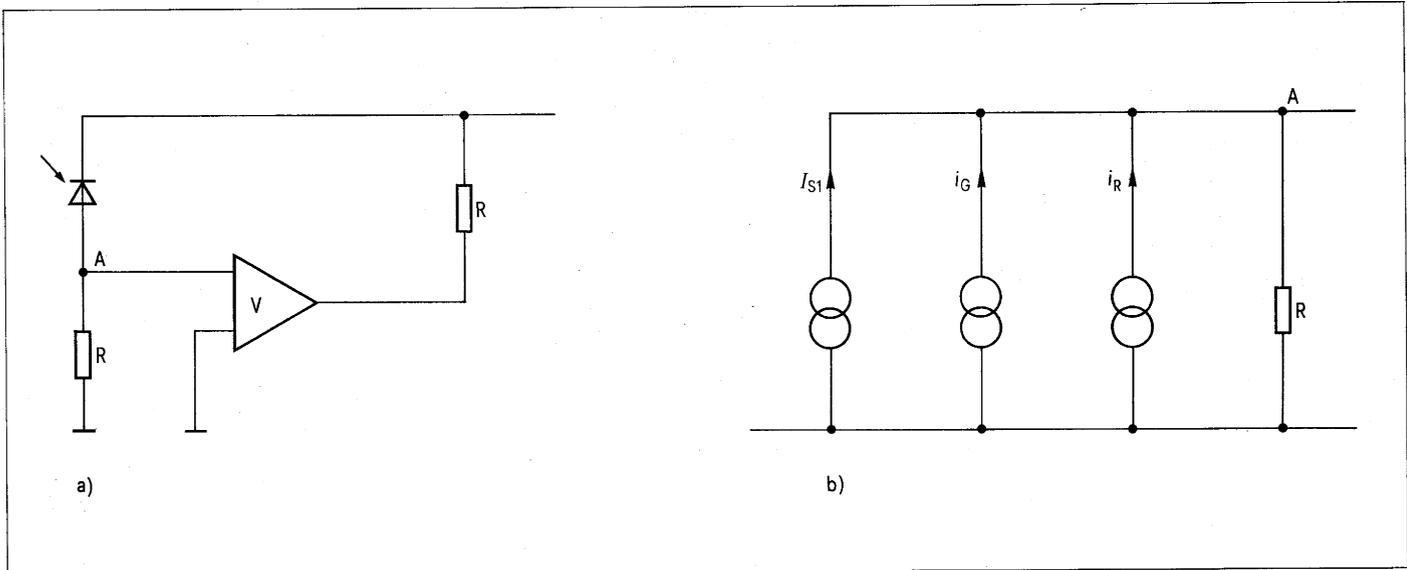
In nicht zu dunklen Räumen überwiegt das vom Umlicht erzeugte Störsignal alle übrigen Rauschquellen. Bei sehr geringem Umgebungslicht kommt noch das Rauschen des Eingangswiderstandes R der Empfängerschaltung hinzu. Das Rauschen des Verstärkers selbst kann bei  $f_0 = 100 \text{ kHz}$  meist vernachlässigt werden, ebenso das Rauschen des Dunkelstromes und des Signalstromes. Für das Signal-Rausch-Verhältnis ergibt sich damit folgender, vereinfachter, Ausdruck:

$$\frac{S}{N} = \frac{I_{S1}^2}{i_G^2 + i_R^2} \quad (10)$$

$I_{S1}$  = Grundwellenanteil des Fotodioden-Signalstromes

$i_G$  = effektive Rauscheinströmung des Umgebungslichtes

$i_R$  = effektive Rauscheinströmung des Eingangswiderstandes R.



**Bild 5**  
 Nutz- und Störströme am Eingang des Empfängers  
 a) Prinzipschaltung  
 b) Strom-Ersatzschaltbild

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

Für  $i_R$  gilt die bekannte Beziehung:

$$i_R = \sqrt{\frac{4 k T_o \Delta f}{R}} \quad (11 a)$$

bzw. als zugeschnittene Größen-gleichung:

$$i_R / \text{pA} = 130 \sqrt{\frac{\Delta f / \text{kHz}}{R / k \Omega}} \quad (11 b)$$

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:

$$I_G = s A k \alpha_1 E_v \quad (12)$$

Hierbei ist gleichzeitig die Empfindlichkeit S durch sA, also durch das Produkt aus spezifischer Empfindlichkeit s und Empfängerfläche A ersetzt worden. k und  $\alpha_1$  sind die in 2.3 besprochenen Lichtart- bzw. Filterfaktoren.

Bei Vernachlässigung des Widerstandsrauschens erhält man durch Einsetzen der Gleichungen (5), (6), (9) und (12) in (10) folgende vereinfachte Beziehung für das Signal-Rausch-Verhältnis:

$$\frac{S}{N} = \frac{1}{\pi^2 e} \cdot \frac{K^2 A E_c^2}{s k \alpha_1 E_v \Delta f} \quad (13)$$

Für die Praxis:

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

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

Es bedeuten:

K = Energetische Empfindlichkeit  $\frac{A}{W}$

A = Effektive Empfängerfläche  $\text{mm}^2$

$E_c$  = Bestrahlungsstärke  $\frac{\text{nW}}{\text{mm}^2}$

s = spezifische Empfindlichkeit  $\frac{\text{nA}}{\text{Lux mm}^2}$

k = Lichtartfaktor

$\alpha_1$  = Filterfaktor für die verwendete Lichtart

$E_v$  = Beleuchtungsstärke Lux

$\Delta f$  = Empfängerbandbreite kHz

Beispiel:

K = 0,5 A/W

$E_c$  = 1 nW/mm<sup>2</sup>

A = 15 mm<sup>2</sup> für 2 Dioden BPW 34

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

k ·  $\alpha_1$  = 1 (Glühlicht ohne Filter)

$E_v$  = 1000 Lux

$\Delta f$  = 20 kHz

In Gleichung (13) erhält man mit diesen vorgegebenen Werten ein Signal-Verhältnis  $\frac{S}{N} = 116$  und damit einen Störabstand von ca. 20 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 (12) 105  $\mu\text{A}$  für ungefiltertes Normlicht A und 5  $\mu\text{A}$  für Tageslicht mit Filter. Daraus ergeben sich Rauschströme  $i_G$  nach Gleichung (5b) von 800 pA und 180 pA. Im Vergleich dazu ist der Rauschstrom  $i_R$  eines Eingangswiderstandes R von 500 k $\Omega$  mit 26 pA gemäß Gleichung (11 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 (13) berechnete Störabstand nur für das Signal vor dem Demodulator gilt. Durch die FM-De-modulation kann der Störabstand des NF-Signals deutlich verbessert werden, vor allem dann, wenn ein großer Frequenzhub zur Verfügung steht.

# 3. Der Sender

## 3.1 FM-Übertragungsverfahren

Als Übertragungsverfahren wurde die Frequenzmodulation gewählt, da ein pulsmodulierter Sender, dessen Mittenfrequenz im Takt der Niederfrequenz schwenkt, sich relativ leicht mit Lumineszenzdiode realisieren läßt. Die Mittenfrequenz wurde auf 100 kHz gelegt. Höhere Mittenfrequenzen sind möglich, erfordern aber mehr Aufwand bei der Senderendstufe.

Das Frequenzspektrum eines FM-Signals ist breitbandiger als das Spektrum eines entsprechenden AM-Signals. **Bild 6** zeigt das FM-Spektrum eines sinusförmig mit der Niederfrequenz  $\omega_N$  modulierten Trägers für einen Phasenhub (Modulationsindex)  $\eta = \frac{\Delta\Omega}{\omega_N} = 2$ .

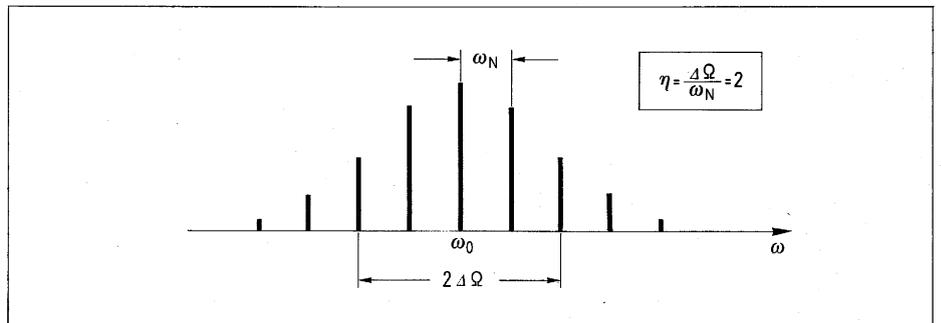
Die Spektrallinien, die sich jeweils in Abständen von  $\omega_N$  um die Mittenfrequenz  $\omega_0$  gruppieren, reichen über den Bereich  $\omega_0 \pm \Delta\Omega$  hinaus. Eine genauere Betrachtung (siehe Literaturverzeichnis) zeigt, daß, unabhängig von  $\eta$ , die wesentlichen Teile des Spektrums innerhalb einer Bandbreite

$$b = 2 \Delta\Omega + 4 \omega_N \quad (14)$$

liegen.

Für einen Hub  $\Delta\Omega = 5$  kHz und eine NF-Modulationsfrequenz  $\omega_N$  von 4 kHz käme man zum Beispiel zu einer Bandbreite von 26 kHz. In der Praxis kann man aber die äußersten Seitenbänder vernachlässigen und überschlägig mit einer Bandbreite von  $2 \Delta\Omega + 2 \omega_N$ , also 18 kHz, rechnen.

Als Tastverhältnis für die Pulsmodulation des Trägers wurde 1 : 2 (Rechteck-



Modulation) gewählt. Empfängerseitig wird nur der Grundwellen-Anteil verwendet. Ein kleineres Tastverhältnis scheint zunächst Vorteile zu haben, da die Senderleistung bei gleicher Spitzenleistung im Mittel kleiner gehalten werden kann. Mit der Verringerung des Tastverhältnisses geht aber fast im gleichen Maße auch die Grundwellen-Amplitude zurück, so daß diese für gleiche Empfangsleistung wiederum durch einen höheren Spitzenstrom ausgeglichen werden kann. Mit der Verringerung des Tastverhältnisses bringt also keinen Vorteil, sondern eher den Nachteil höherer Spitzenbelastung der Lumineszenzdiode und damit zusätzlicher Probleme bei der Ansteuerung. Das Optimum dürfte im vorliegenden Fall bei einem Tastverhältnis von etwa 0,4 liegen.

## 3.2 Sendediode LD 241

Die verwendete GaAs-Sendediode LD 241 **Bild 7** besitzt einen Wirkungsgrad von rund 6%. Sie ist für Betrieb mit relativ hohen Spitzenströmen geeignet.

Die Lumineszenzdiode werden nach ihrer Strahlstärke  $I_e$  gruppiert und mit römischen Zahlen gekennzeichnet.

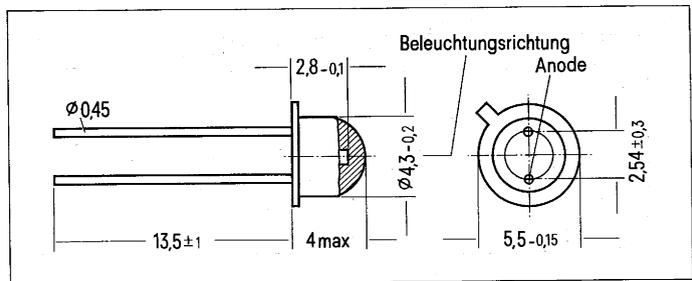
**Bild 6**

Spektrum einer frequenzmodulierten Schwingung mit dem Modulationsindex  $\eta = 2$   
 $\omega_0$  Trägerfrequenz  
 $\omega_N$  Modulationsfrequenz  
 $\Delta\Omega$  Frequenzhub

Die technischen Daten werden durch **Bild 8** ergänzt.

Die Abstrahlcharakteristik ist sehr breit-räumig mit einem Öffnungswinkel von rund  $\pm 60^\circ$ , bezogen auf einen Leistungsrückgang um 50%. Das Maximum der Emission liegt bei 950 nm, die spektrale Halbwertsbreite bei etwa 50 nm. Unter Einbeziehung der Streuungen kann man annehmen, daß der Hauptteil der emittierten Strahlung zwischen 920 und 980 nm liegt.

Die Durchlaßspannung bei einem Durchlaßstrom von 100 mA liegt überwiegend zwischen 1,3 und 1,4 V. Mit zunehmendem Strom erhöht sich die Durchlaßspannung geringfügig. Für einen Spitzenstrom von 400 nA zum Beispiel kann man mit einer mittleren Durchlaßspannung von 1,5 bis 1,6 V rechnen.



**Bild 7**  
Maßbild der IR-Lumineszenzdiode LD 241

**Bild 8**  
Daten der IR-Lumineszenzdiode LD 241

Tabelle 1 Vorläufige Daten LD 241

**Grenzdaten**

Durchlaßstrom	$I_F$	230	mA
Stoßstrom ( $t \leq 1 \mu s$ )	$I_{FS}$	5000	mA
Sperrschichttemperatur	$T_j$	100	°C
Lagertemperatur	$T_s$	-60 bis +100	°C
Verlustleistung	$P_{tot}$	350	mW
Wärmewiderstand			
System umgebende Luft	$R_{thJU}$	500	K/W
System Gehäuse	$R_{thG}$	180	K/W

**Kenndaten ( $T_u = 25^\circ C$ )**

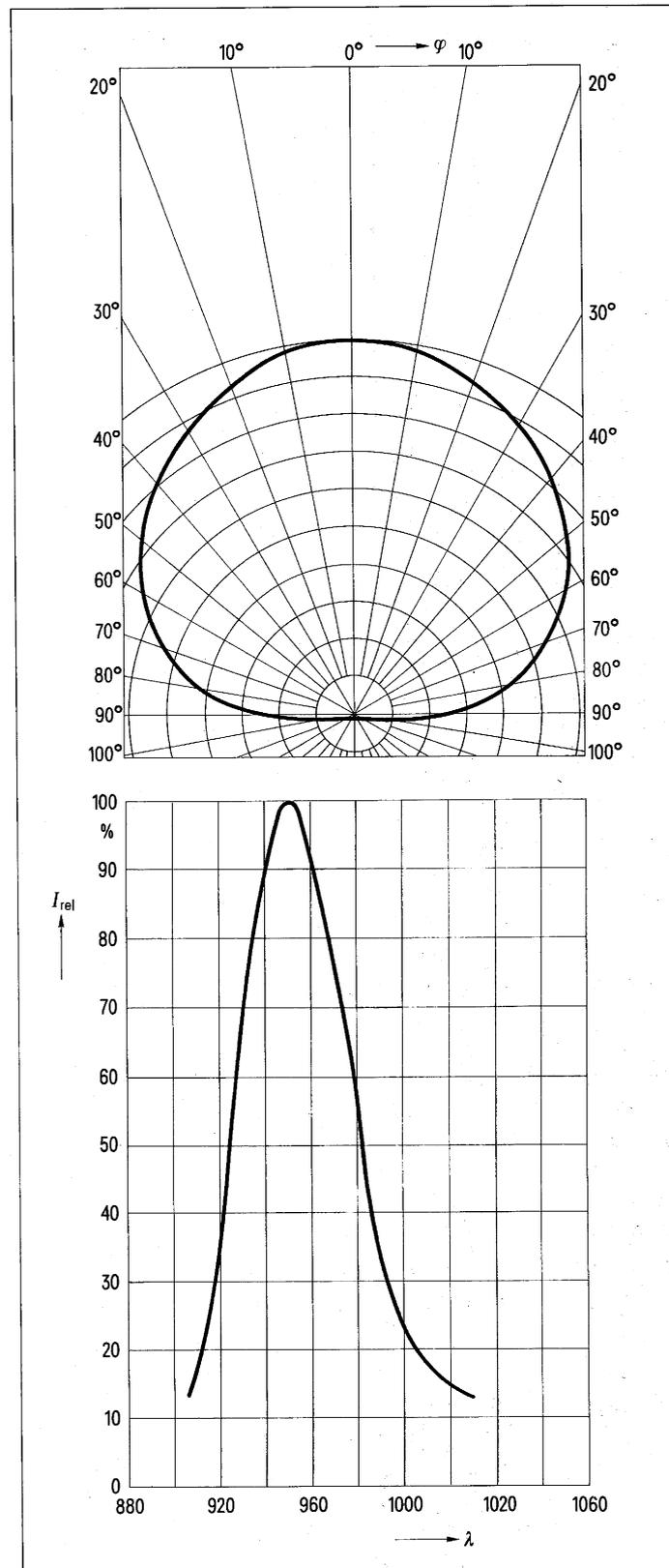
Wellenlänge der Strahlung bei $I_{max}$	$\lambda_{I_{max}}$	950	nm
Spektrale Bandbreite bei 50% von $I_{max}$	$\Delta\lambda$	$\pm 20$	nm
Schaltzeiten ( $\Phi$ von 10% auf 90%; $I_F = 100$ mA)	$t_r; t_f$	1	$\mu s$
Kapazität bei $U_R = 0$ V	$C_o$	40	pF
Durchlaßspannung ( $I_F = 100$ mA)	$U_F$	1,35 (<1,7)	V
Durchbruchspannung ( $I_R = 100 \mu A$ )	$U_{BR}$	30 (>4)	V
Sperrstrom ( $U = 3$ V)	$I_R$	0,01 (<10)	$\mu A$
Halbwertszeit der Strahlstärke (typ) für $I_F = 100$ mA)		$10^5$	h

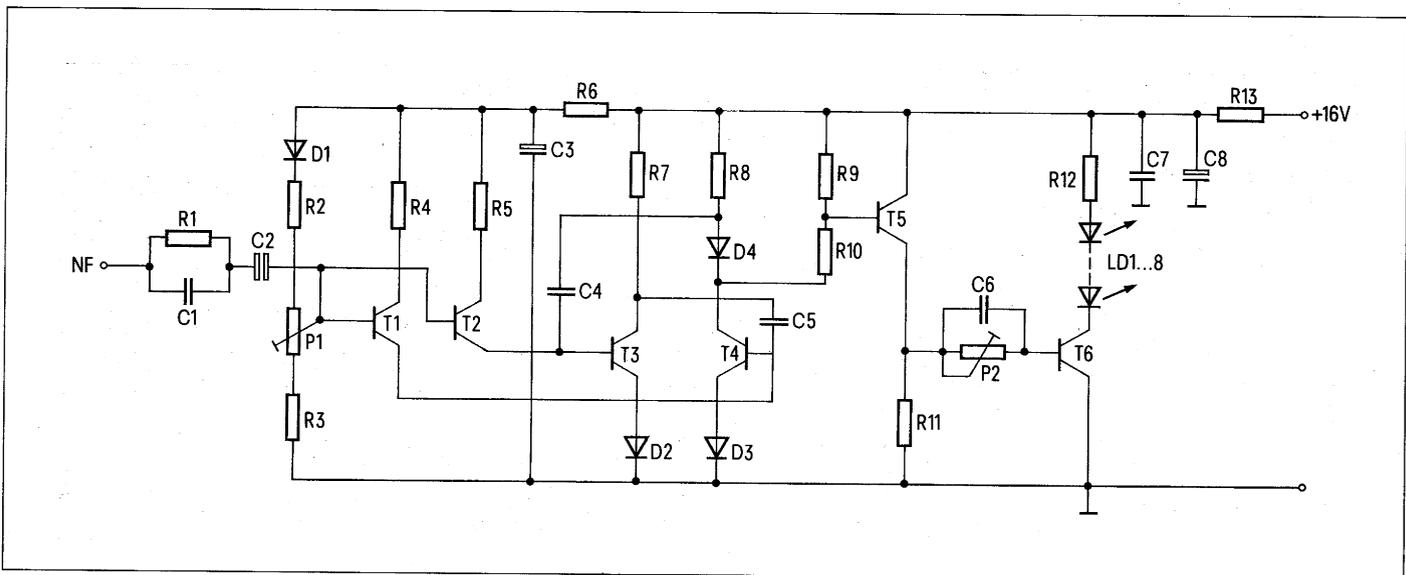
Die Lumineszenzdioden werden nach ihrer Strahlstärke  $I_e$  gruppiert und mit römischen Zahlen gekennzeichnet.

Tabelle 2 Strahlstärkegruppen der LD 241

Gruppe	I	II	III
$I_e =$ mW/sr			
Strahlstärke bei $I_F = 100$ mA	1,0–2,0	1,6–3,2	1,5–5,0
Typ	LD 241/I	LD 241/II	LD 241/III
Bestellnummer	Q62703-Q95	Q62703-Q97	Q62703-Q98

Die technischen Daten werden durch **Bild 8** ergänzt.





**Bild 9**  
Schaltung des Infrarot-Tonsenders

Die Gesamt-Strahlungsleistung für  $I_F = 100 \text{ mA}$  beträgt ca. 8 mW. Sie nimmt näherungsweise linear mit der Stromstärke zu, sofern für ausreichende Kühlung gesorgt wird. Pro Raumwinkel wird in Achsenrichtung etwa  $\frac{1}{3}$  dieser Leistung abgestrahlt.

Mit zunehmender Temperatur geht die Strahlungsleistung leicht zurück, der Temperaturkoeffizient beträgt etwa  $-0,6\%/K$ . Der innere Wärmewiderstand zwischen System und Gehäuse liegt bei 180 K/W. Eine Sperrschicht-Temperatur von  $125^\circ\text{C}$  sollte auf keinen Fall überschritten werden.

Mit einem Kühlkörper  $R_{th} = 30 \text{ K/W}$  ergibt sich am Diodengehäuse bei 200 mA mittlerem Durchlaßstrom eine Übertemperatur von ca.  $10^\circ\text{C}$ . Bei einer Umgebungstemperatur von  $30^\circ\text{C}$  liegt somit die Gehäusetemperatur auf  $40^\circ\text{C}$  und die Sperrschicht-Temperatur auf  $95^\circ\text{C}$ .

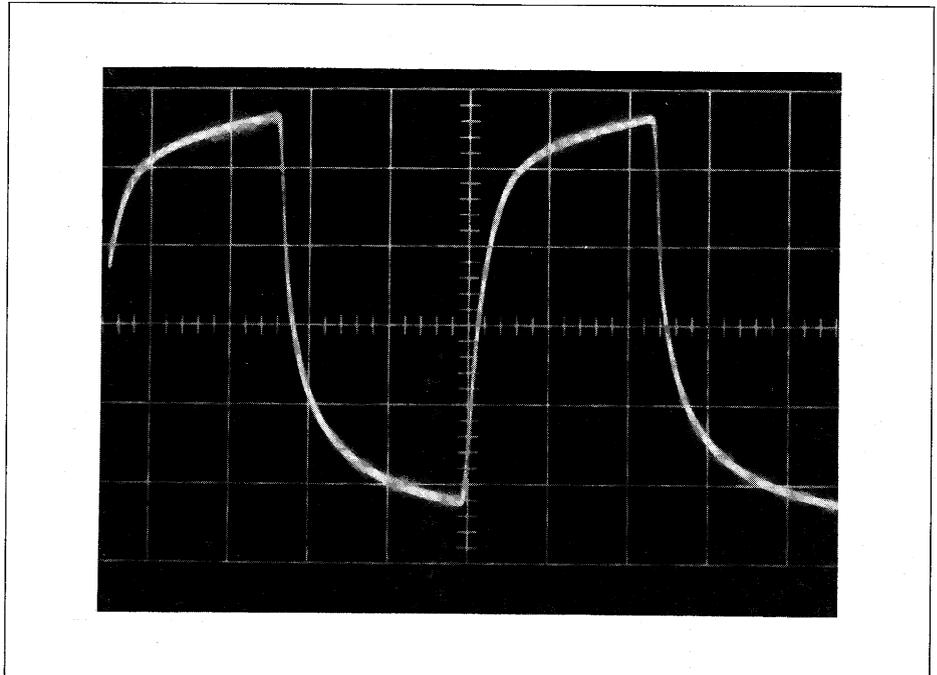
der höheren Frequenzen (Preemphase) bewirkt.

Die Diode BPY 61 im Basisspannungsteiler dient zur Temperaturkompensation von  $T_1$  und  $T_2$ . Dadurch ist bei Betrieb mit konstanter Gleichspannung die Mittenfrequenz des Oszillators hinreichend stabilisiert.

Die acht Sendedioden LD 241 werden in Serie betrieben und der Strom mit einem Transistor BC 338 geschaltet. Für den Betrieb ist wesentlich, daß der Schalttransistor schnell durchgeschaltet und beim Sperren die überschüssige Basisladung auch schnell abgeführt wird. Beide Effekte werden durch das RC-Glied in der Basisleitung von  $T_6$  unterstützt. Bei der Dimensionierung muß darauf geachtet werden, daß insbesondere zu Beginn der Sperrphase die zulässige Emitterspannung nicht

überschritten wird. Der Spitzenstrom ist auf 400 mA eingestellt, entsprechend einem mittleren Gleichstrom von 200 mA. Zur Abführung der Wärme von den Sendedioden wurden U-förmige Alu-Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von ca. 30 K/W verwendet (siehe Abschnitt 3.2). Die einzelnen Kühlkörper müssen gegeneinander isoliert werden, da sie auf verschiedenen Potentialen liegen. Die Diodenanoden sind jeweils mit den Gehäusen verbunden.

**Bild 10**  
Oszillogramm des abgestrahlten Lichtimpulses  
Zeit-Maßstab: 1 Skalenteil  $\triangleq 2 \mu\text{s}$   
Anstiegs- bzw. Abfallzeitkonstante ca.  $1 \mu\text{s}$



### 3.3 Aufbau des Senders

Die Schaltung des Versuchssenders ist in **Bild 9** wiedergegeben. Der frequenzbestimmende Teil besteht aus einem Multivibrator mit den Transistoren  $T_3$  und  $T_4$ , deren Ladeströme durch 2 Konstant-Stromquellen eingepreßt werden. Für die Mittenfrequenz von 100 kHz liegt der Ladestrom für jeden Transistor bei ca. 1,2 mA. An den strombestimmenden Emitterwiderständen von  $T_1$  und  $T_2$  liegen Spannungen von rund 10 V. Eine Änderung der gemeinsamen Basisspannung von  $T_1$  und  $T_2$  um 1 V bewirkt somit eine Frequenzänderung von 10%. Die Niederfrequenz wird den Basen von  $T_1$  und  $T_2$  über eine RC-Kombination zugeführt, die eine Anhebung

Der Strom durch die Lumineszenzdioden ist sehr gut rechteckförmig, die abgestrahlte Leistung hingegen wegen der Trägheit der Dioden nur näherungsweise rechteckförmig. **Bild 10** 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.

### Stückliste zu Schaltung Bild 9

		Bestellnummer
D1, D2, D3, D4	Silizium-Diode BAY61	Q62702-A389
LD1 . . . LD8	Lumineszenzdiode LD 241 II/III	Q62703-Q97/Q98
T1, T2	PNP-Siliziumtransistor BC 308 B	Q62702-C286
T3, T4	NPN-Siliziumtransistor BC 168 B	Q62702-C77
T5	PNP-Siliziumtransistor BC 308 B	Q62702-C286
T6	NPN-Siliziumtransistor BC 338-25	Q62702-C314-V2
C1	Keramik-Kondensator 22nF + 100 – 20% 16V	B37305-A1223-Z001
C2	Elektrolyt-Kondensator 4,7µF + 100 – 10% 63 V	B41316-A8475-Z000
C3	Elektrolyt-Kondensator 470µF + 100 – 10% 16V	B41316-A4477-Z000
C4, C5	Styroflex-Kondensator 470pF ± 2,5% 25V	B31310-A3471-H000
C6	Keramik-Kondensator 220pF + 50 – 20% 500V	B37205-A5221-S001
C7	Keramik-Kondensator 100n + 100 – 20% 16 V	B37302-A1104-Z001
C8	Elektrolyt-Kondensator 470µF + 100 – 10% 16V	B41316-A4477-Z000
P1, P2	Potentiometer 5k 0,25W	
R1	Schichtwiderstand 22k ± 5%	
R2	Schichtwiderstand 18k ± 2%	
R3	Schichtwiderstand 10k ± 5%	
R4, R5	Schichtwiderstand 8,2k ± 2%	
R6	Schichtwiderstand 100Ω ± 5%	
R7, R8	Schichtwiderstand 2,2k ± 2%	
R9	Schichtwiderstand 180Ω ± 2%	
R10	Schichtwiderstand 1,8k ± 2%	
R11	Schichtwiderstand 470Ω ± 2%	
R12	Schichtwiderstand 6,8Ω ± 5% 0,7W	
R13	Schichtwiderstand 1,8k ± 5%	

# 4. Der Empfänger

## 4.1 Schaltung

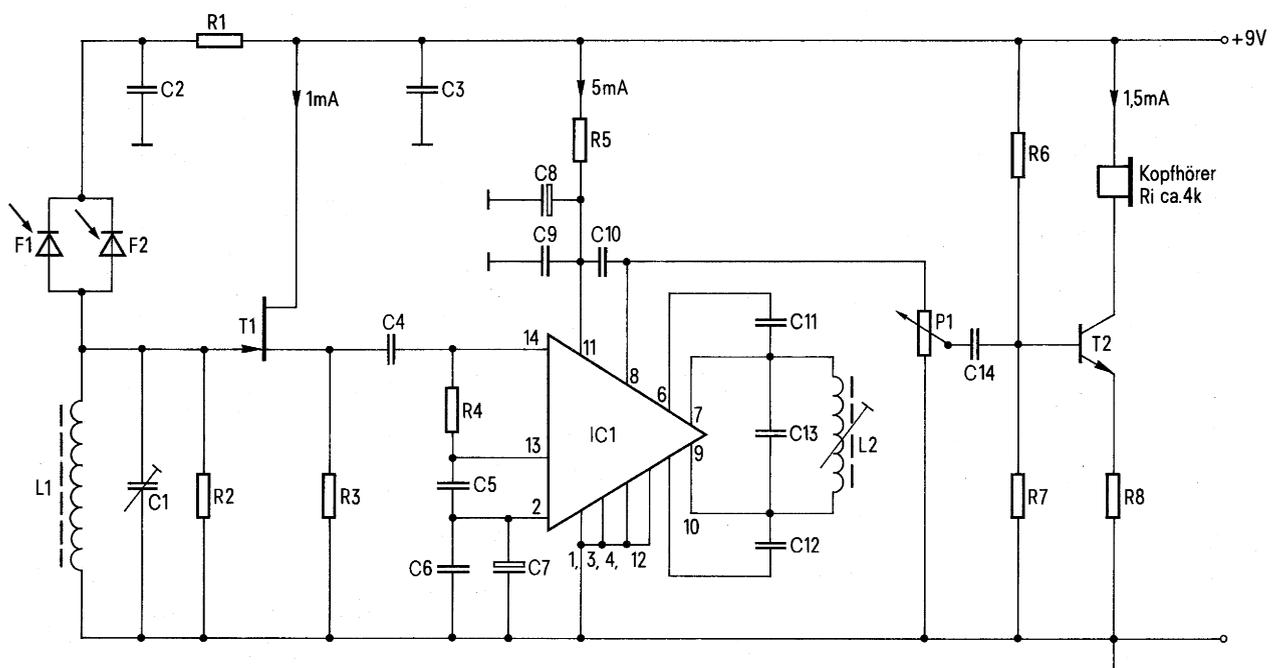
Der Empfänger (**Bild 11**) besteht aus 2 parallelgeschalteten Fotodioden BPW 34, einem Impedanzwandler mit Feldeffekt-Transistor, einer monolithischen Demodulatorschaltung (S041 P) und einer Endstufe mit Kopfhörer.

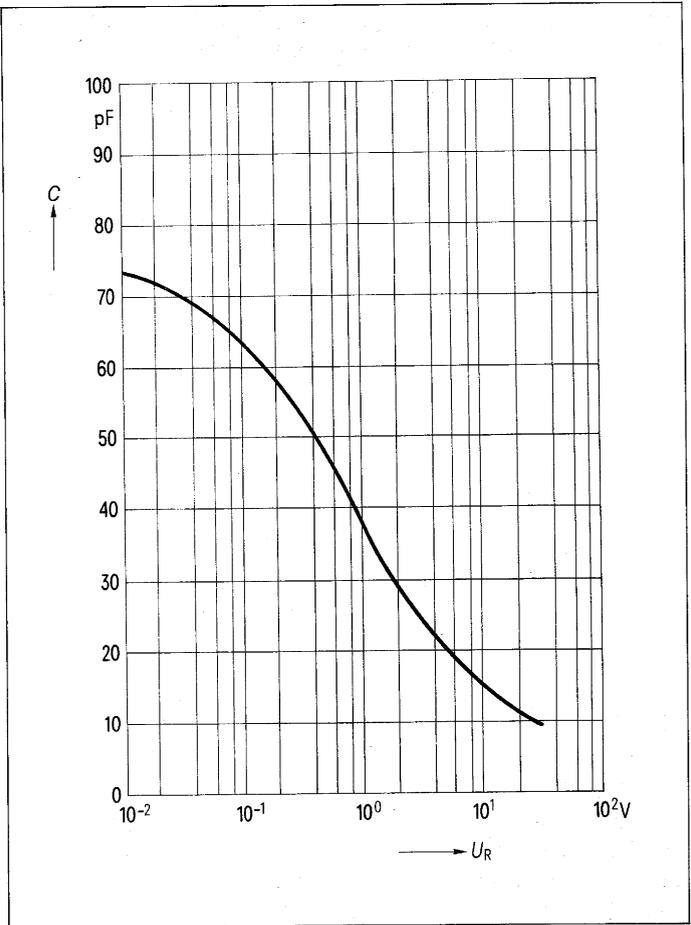
Die Fotodiode BPW 34 (Daten siehe Tabelle 3 und **Bild 12 und 13**) zeichnet sich durch eine, bezogen auf ihre Fläche von  $7,6 \text{ mm}^2$ , besonders kleine Sperrschicht-Kapazität von rund  $20 \text{ pF}$  bei  $U_R = 9 \text{ V}$  aus. Die beiden Dioden arbeiten auf einen Schwingkreis mit einem Resonanzwiderstand von ca.  $150 \text{ k}\Omega$  bei  $100 \text{ kHz}$ , der bei einer Gesamtkapazität von ca.  $50 \text{ pF}$  eine Bandbreite von rund  $20 \text{ kHz}$  aufweist. Die Kreiskapazität wird dabei zum größten Teil durch

die Dioden gebildet. Der Resonanzkreis schließt den Diodengleichstrom kurz, ebenso alle niederfrequenten Stromanteile, die zum Beispiel durch die  $100\text{-Hz}$ -Modulation von Leuchtstoffröhrenlicht kommen können.

Der Feldeffekt-Transistor BSV 80 ist infolge seiner hohen Steilheit von ca.  $5 \text{ mA/V}$  bei  $1 \text{ mA}$  Drain-Strom besonders rauscharm. Außerdem schwächt er das Nutzsignal nur geringfügig (ca.  $10\%$ ) ab.

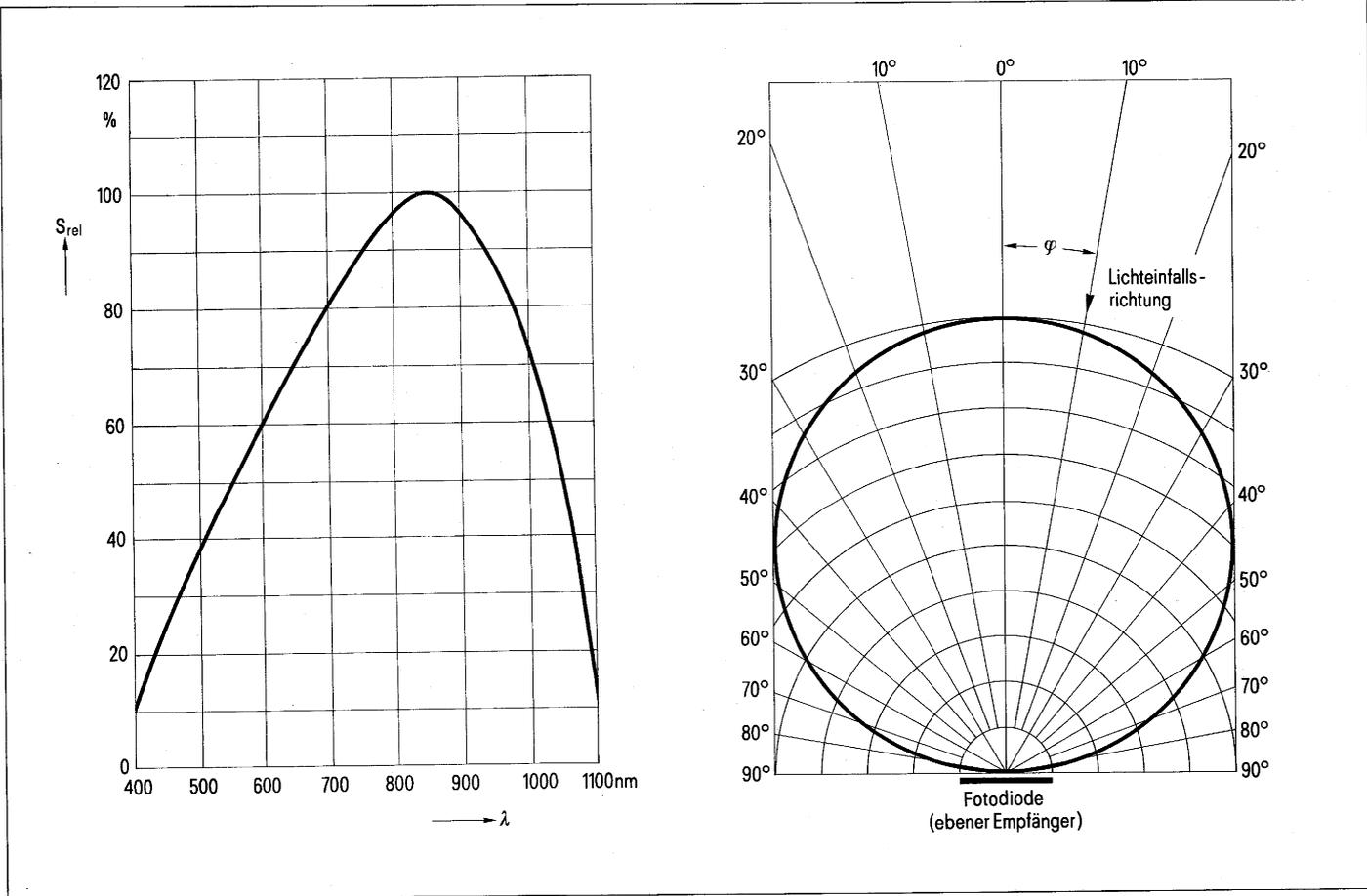
**Bild 11**  
Schaltung des Empfängers  
für die Infrarot-Tonübertragung

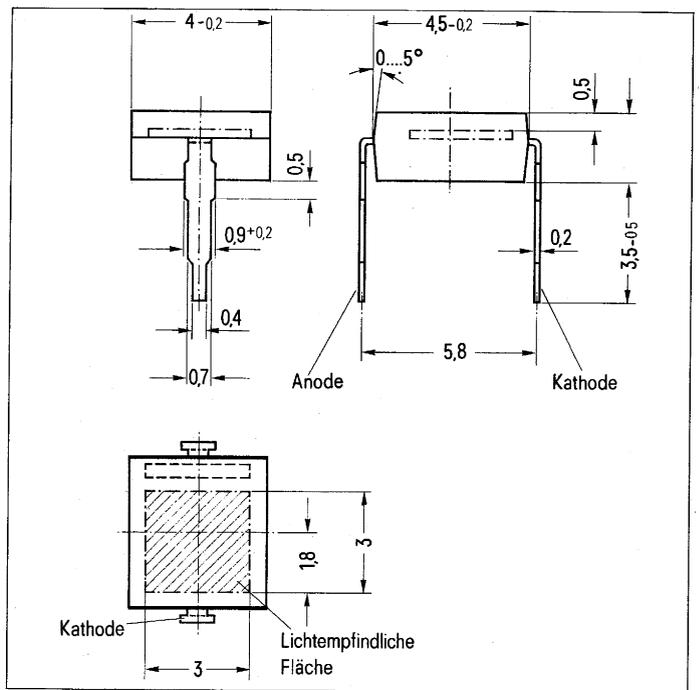




**Bild 12**  
Daten der Silizium-Empfangsdiode BPW 34

Die nachfolgende integrierte Schaltung S041 P besteht aus einem mehrstufigen Begrenzerverstärker und einem Phasen-Demodulator. Entscheidend für die Funktion dieser Schaltung ist die richtige Dimensionierung des Phasenschieberkreises. Die Arbeitsweise der Schaltung ist in Abschnitt 4.2.2 beschrieben. Die Niederfrequenz wird über einen Lautstärkereglер der Endstufe mit dem Kopfhörer zugeführt. Bei Betrieb mit einer 9-V-Batterie beträgt die gesamte Stromaufnahme 7,5 mA.





**Bild 13**  
Einbaumaße der Empfangsdiode BPW 34

Tabelle 3 Fotodiode 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)	$P_{\text{tot}}$	150	mW

**Kenndaten** ( $T_U = 25$  °C)

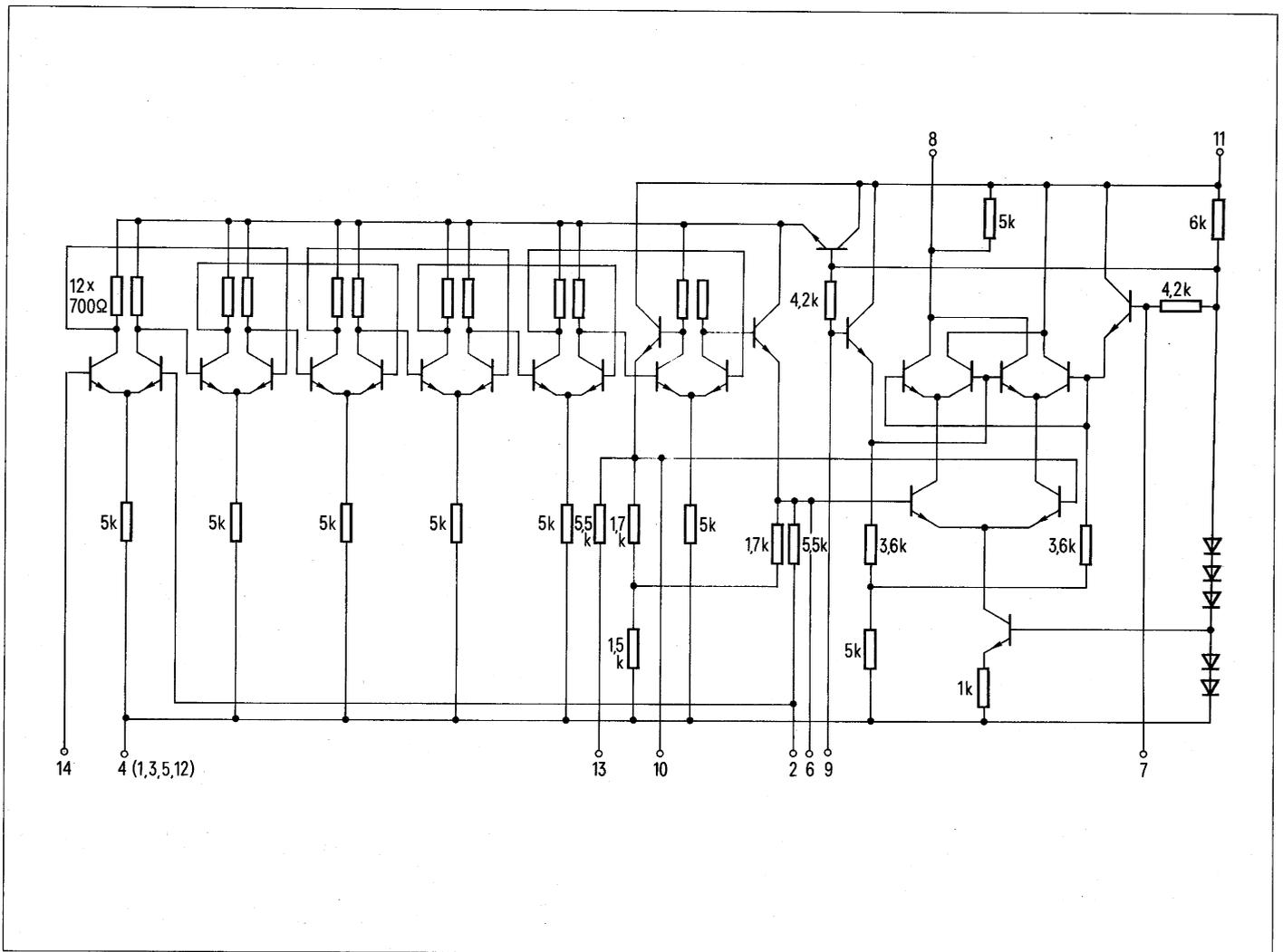
Leerlaufspannung			
bei 100 lx <sup>1)</sup>	$U_L$	285	mV
bei 1000 lx <sup>1)</sup>	$U_L$	365	mV
Kurzschlußstrom			
bei 100 lx <sup>1)</sup>	$I_K$	6,5	µA
Fotoempfindlichkeit <sup>1)</sup> ( $U_R = 5$ V)	$S$	70 (> 50)	nA/lx
Wellenlänge der max. Fotoempfindlichkeit	$\lambda_{s \text{ max}}$	850	nm
Anstiegszeit und Abfallzeit des Fotostromes von 10 % auf 90 % und von 90 % auf 10 % des Endwertes			
( $R_L = 1$ kΩ; $U_R = 10$ V)	$t_r; t_f$	50	ns
( $R_L = 1$ kΩ; $U_R = 0$ V)	$t_r; t_f$	125	ns
Temperaturkoeffizient für $U_L$	$T_K$	-2,6	mV/K
Temperaturkoeffizient für $I_K$	$T_K$	0,2	%/K
Kapazität			
bei $U_R = 0$ V; $f = 1$ MHz; $E_v = 0$	$C_0$	72	pF
bei $U_R = 3$ V; $f = 1$ MHz; $E_v = 0$	$C_{10}$	25 (< 40)	pF
Lichtempfindliche Fläche	$A$	7,6	mm <sup>2</sup>
Dunkelstrom			
( $U_R = 10$ V; $T_U = 25$ °C; $E_v = 0$ lx)	$I_R$	2 (< 30)	nA

Typ BPW 34: Bestellnummer Q62702-P73

F1, F2	Fotodiode BPW 34	Q62702-P73
IC1	Integrierte Schaltung S 041 P	Q67000-A529
T1	Feldeffekt-Transistor BSV 80	
72	NPN-Siliziumtransistor BC 168 B	Q62702-C77
C1	Trimmer 4...20 pF	
C2	Keramik-Kondensator 100nF + 100 - 20% 16V	B37302-A1104-Z001
C3	Elektrolyt-Kondensator 47µF + 100 - 10% 16V	B41316-A4476-Z001
C4, C5	Kunststoff-Kondensator 100nF ± 5% 100V	B32540-A1104-J000
C6	Keramik-Kondensator 100nF + 100 - 20% 16V	B37302-A1104-Z001
C7, C8	Elektrolyt-Kondensator 47µF + 100 - 10% 16V	B41316-A4476-Z000
C9	Keramik-Kondensator 22nF + 100 - 20% 16V	B37305-A1223-Z001
C10	Kunststoff-Kondensator 33nF ± 5% 250V	B32540-A3333-J000
C11, C12	Kunststoff-Kondensator 2,2nF ± 10% 250 V	B32540-A3222-K000
C13	Styroflex-Kondensator 5,6nF ± 2,5% 160V	B31310-A1562-H000
C10	Keramik-Kondensator 100nF + 100 - 20% 16V	B37302-A1104-Z001
L1	Spule, bestehend aus Siferrit- Schalenkern 11 $\phi$ × 7, Spulenkörper 145 Wdg CuL 0,12, Bügelhalterung	B65531-L0000-R030 B65532-A0000-H001 B65535-A0001-X000
L2	Spule, bestehend aus Siferrit- Schalenkern 11 $\phi$ × 7, Spulenkörper 40 Wdg CuL 0,33 $\phi$ , Bügelhalterung	B65531-L0250-A028 B65532-A0000-H001 B65535-A0001-X000
P1	Potentiometer 25k	
R1	Schichtwiderstand 2,2k ± 10%	
R2	Schichtwiderstand 180k ± 10%	
R3	Schichtwiderstand 3,3k ± 10%	
R4	Schichtwiderstand 4,7k ± 10%	
R5	Schichtwiderstand 120Ω ± 5%	
R6	Schichtwiderstand 680k ± 10%	
R7	Schichtwiderstand 390k ± 10%	
R8	Schichtwiderstand 470Ω ± 5%	

## 4.2 FM-Demodulator

Zur Demodulation wird ein Phasenmodulator (auch Koinzidenz- oder Quadratur-Demodulator genannt) verwendet. Kenndaten und Schaltung der hier eingesetzten integrierten Schaltung S 041 P siehe Tabelle 4 und **Bild 14**. 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 Phasenschieberkreis 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.

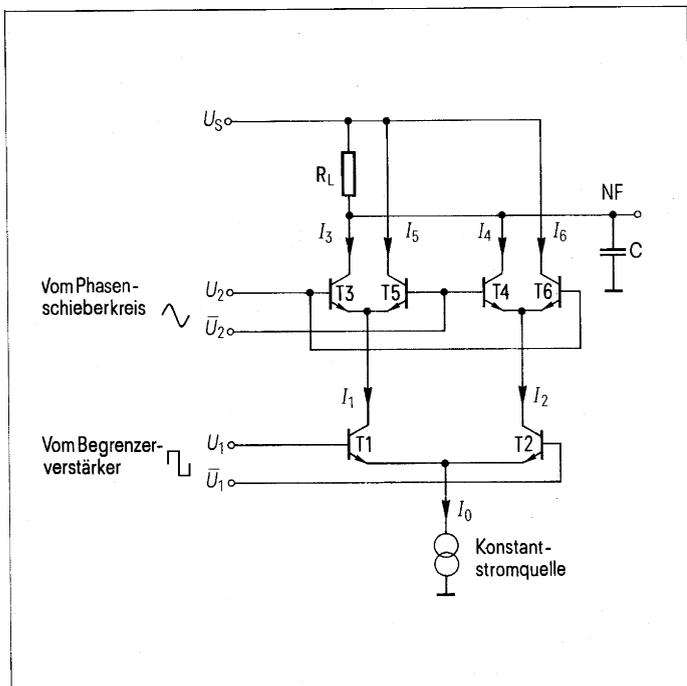


**Bild 14**  
Schaltung des integrierten FM-ZF-Verstärkers und Modulators S041 P

Tabelle 4 FM-ZF-Verstärker mit Demodulator S041 P

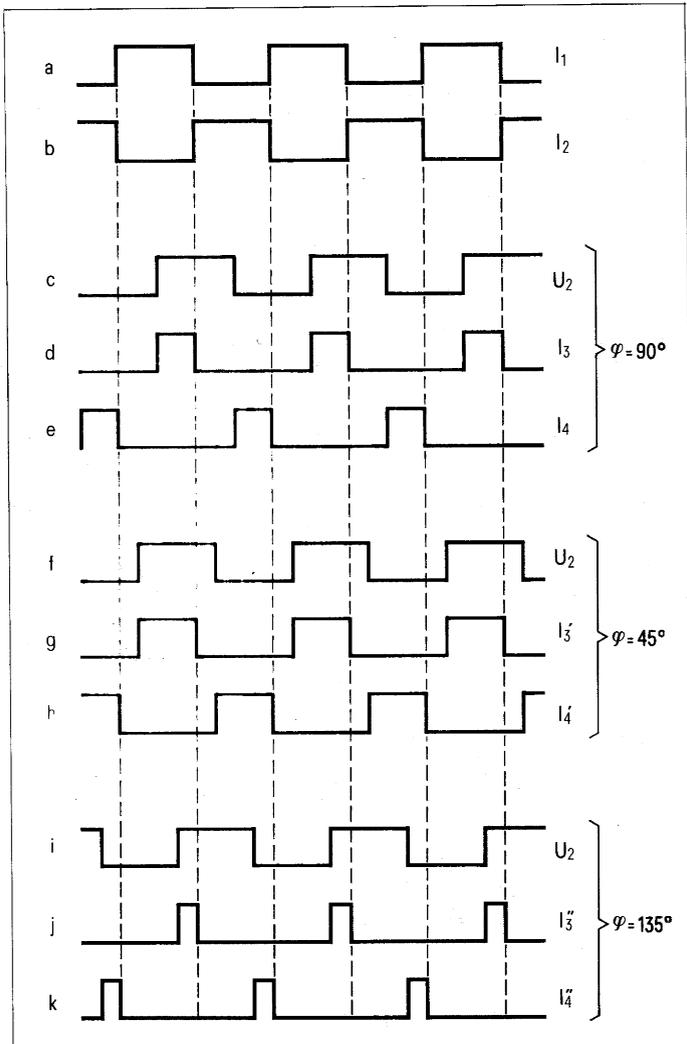
Kenndaten ( $T_U = 25\text{ °C}$ ; $U_{\text{Batt}} = 12\text{ V}$ )		min	typ	max	
Gesamtstromaufnahme	$I_{\text{Batt}}$	4,0	5,4	6,8	mA
ZF-Spannungsverstärker ( $f = 10,7\text{ MHz}$ )	$V_U$		68		dB
ZF-Ausgangsspannung für Begrenzung je Ausgang	$V_{\text{qss}}$		130		mV
NF-Ausgangsspannung	$U_{\text{NF eff}}$	100	170		mV
$(f = 10,7\text{ MHz}, \Delta f = \pm 50\text{ kHz}, U_i = 10\text{ mV}, f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}, Q \approx 35)$					
Klirrfaktor	$k$		0,55	1,0	%
$(f = 10,7\text{ MHz}, \Delta f = \pm 50\text{ kHz}, U_i = 10\text{ mV}, f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}, Q \approx 35)$					
Änderung der NF-Ausgangsspannung	$\Delta U_{\text{NF}}$		1,5		dB
$(U_{\text{Batt}} = 15\text{ V} \rightarrow 4\text{ V}, f = 10,7\text{ MHz}, \Delta f = \pm 50\text{ kHz}, f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz})$					
Eingangsspannung für Begrenzung	$U_{\text{Begr}}$		30	60	$\mu\text{V}$
$(f = 10,7\text{ MHz}, \Delta f = \pm 50\text{ kHz}, U_i = 10\text{ mV}, f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}, Q \approx 35)$					
Eingangsimpedanz ( $f = 10,7\text{ MHz}$ )	$Z_i$		20/2		$\text{k}\Omega/\text{pF}$
Eingangsimpedanz ( $f = 445\text{ kHz}$ )	$Z_i$		50/4		$\text{k}\Omega/\text{pF}$
Ausgangswiderstand (Anschluß 9)	$R_q$	3,5	5	8,5	$\text{k}\Omega$
Spannungsabfall an NF-Arbeitswiderstand	$U_{11-8}$		1,5		V
AM-Unterdrückung	$a_{\text{AM}}$		60		dB
$(U_i = 10\text{ mV}) \Delta f = \pm 50\text{ kHz}, m = 30\%, f_{\text{mod}} = 1\text{ kHz}$					

Bestellnummer: Q67000-A529



**Bild 15**  
Prinzip-Schaltung des Phasendetektors

**Bild 16**  
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  $135^\circ$  zwischen den  
Spannungen  $U_1$  und  $U_2$   
von Bild 15



#### 4.2.1 Wirkungsweise des Phasendetektors

Die Prinzipschaltung zeigt **Bild 15**. Der Strom  $I_0$  wird konstant gehalten. Zwischen den Basen der Transistoren  $T_2$  und  $T_3$  liegt die Rechteckwechsellspannung  $U_1$  vom Ausgang des Begrenzerverstärkers. Sie verteilt den Strom  $I_0$  abwechselnd auf  $T_2$  und  $T_3$ . Die Ströme  $I_1$  und  $I_2$  sind somit gegenphasige Rechteckströme. Es gilt:  $I_1 + I_2 = I_0$ .

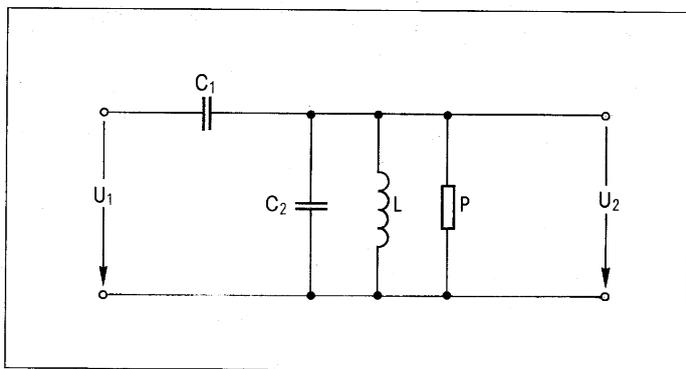
Zwischen den Basen der Transistoren  $T_3$  und  $T_5$  sowie  $T_4$  und  $T_6$  liegt die am Phasenschieberkreis erzeugte und gegenüber  $U_1$  im Ruhezustand um  $90^\circ$  verschobene Spannung  $U_2$ . Bei genügend großer Amplitude ist immer ein Transistorpar ( $T_3, T_6$  oder  $T_4, T_5$ ) durchgeschaltet.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

Die Verhältnisse sind in **Bild 16** 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  $90^\circ$  (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  $\frac{I_0}{2}$ .

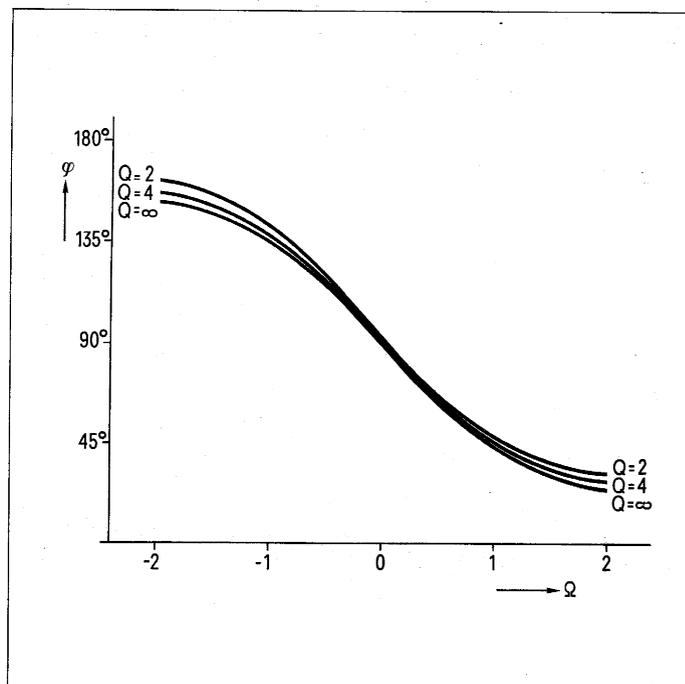
Die Frequenz ist doppelt so hoch wie die Grundfrequenz.

Beträgt die Phasenverschiebung zwischen  $U_1$  und  $U_2$  mit  $45^\circ$  (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  $135^\circ$  (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.

Die Schaltung wandelt also eine Phasenmodulation in eine entsprechende Amplitudenmodulation um. Die hochfrequenten Stromimpulse müssen mit einer Kapazität  $C$  geglättet werden. Diese Kapazität soll  $\leq 47 \text{ nF}$  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 17**  
Grundschiung des Phasenschieberkreises



**Bild 18**  
Phasenwinkel zwischen den Spannungen  $U_2$  und  $U_1$   
als Funktion der normierten Verstimmung  
Parameter: Kreisgüte  $Q = R \cdot \omega_0 \cdot (C_1 + C_2)$

#### 4.2.2 Dimensionierung des Phasenschieberkreises

Die Grundschiung eines solchen Kreises zeigt **Bild 17**. 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 15** zugeführt. Zwischen  $U_1$  und  $U_2$  besteht folgende Beziehung:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{\omega^2}{\omega_0^2 - \omega^2 + j \frac{\omega \omega_0}{Q}} \quad (15)$$

Dies ist die Gleichung eines Hochpasses zweiten Grades, der sich in der Nähe der Resonanzfrequenz  $\omega_0$  ähnlich wie ein einfacher Resonanzkreis verhält. Zur Abkürzung wurde in Gleichung (15) eingeführt:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L(C_1 + C_2)}} \quad (16)$$

$$Q = R \cdot \omega_0 (C_1 + C_2) \quad (17)$$

Mit der normierten Verstimmung

$$\Omega = 2 \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad Q = \frac{2(\omega - \omega_0)}{\omega_0} \cdot Q \quad (18)$$

ergibt sich aus Gleichung (15) folgende Beziehung für den Phasenwinkel zwischen  $U_2$  und  $U_1$ :

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2 \Omega + 4 Q}{\Omega^2 + 4 Q \Omega} \quad (19)$$

Dieser Ausdruck gilt exakt für alle Werte von  $\Omega$  und  $Q$ . In **Bild 18** ist  $\varphi$  für 3 Parameter ( $Q = 2, 4$  und  $\infty$ ) 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  $\Omega$  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:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right| = \left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\omega_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}} \quad (20)$$

Das Übertragungsverhältnis bei der Mittenfrequenz  $\omega_0$  beträgt:

$$\left| \frac{U_2}{U_1} \right|_{\omega_0} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \quad Q = R \omega_0 C_1 \quad (21)$$

Dieses Verhältnis entspricht genau demjenigen von Kreiswiderstand  $R$  zum kapazitiven Widerstand von  $C_1$  bei Mittenfrequenz. 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 15** noch schnell durchgeschaltet werden. Dies ist bei einer Sinus-Schwingung kritischer als bei einer Rechteckschwingung, 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 18**, also etwa innerhalb  $\Omega = \pm 1$  liegt. Von der integrierten Schaltung her ist bereits eine ausgangsseitige Bedämpfung des Kreises durch die Transistoren vorhanden. In **Bild 11** erscheint deshalb der Widerstand  $R$  nicht explizit.

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 (21) eine Güte  $Q = 6$  und ein Widerstand  $R = 1,45$  k $\Omega$ . 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<sub>ss</sub> gemessen. Das entspricht ziemlich genau dem Grundwellenanteil der am Eingang vorhandenen Rechteckwechselspannung von 400 mV<sub>ss</sub>. Die Spannungsübersetzung beträgt also 1.

# 5. Kerndaten des Versuchsgertes

## 5.1 Sender

Abgestrahlte IR-Leistung bei 8 Dioden	
zeitlicher Mittelwert	100 mW
Pulsspitzenleistung	200 mW
Diodenspitzenstrom	400 mA
Tastverhältnis	1 : 2
Mittelfrequenz	100 kHz
Abstrahlcharakteristik	weitwinklig, ca. $\pm 60^\circ$ für 50 % Leistungs- abfall
Wellenlänge der max. Emission	950 nm
Frequenzhub	$\pm 5$ kHz
Modulationssteilheit bei 1 kHz	150 mV/kHz
Zeitkonstante für Preemphasis	ca. 150 $\mu$ s
Leistungsaufnahme	16 V, 230 mA

## 5.2 Empfänger

Mittelfrequenz	100 kHz
HF-Bandbreite	20 kHz
NF-Bandbreite (3 dB)	4 kHz
Leistungsaufnahme	9 V, 7,5 mA

## 5.3 HF-Störabstand

bezogen auf folgende Bedingungen:

Raumoberfläche 200 m<sup>2</sup>  
mittlerer Wandreflexionsfaktor 50 %  
IR-Kantenfilter mit Grenzwellen-  
länge 900 nm  
Effektive Empfängerbandbreite  
20 kHz  
Beleuchtungsstärke am Empfänger  
1000 Lux

für Glühlicht	S/N = 24 dB
für Tageslicht	S/N = 33 dB
für Leuchtstoffröhrenlicht	S/N = 44 dB

Die Angaben über den Störabstand gel-  
ten für diffuse Strahlungsverteilung im  
Raum. Sie entsprechen bei direkter Ab-  
strahlung ohne Wandreflexionen einem  
Senderabstand von ca. 5,5 m.

# 6. Abschließende Bemerkungen und Literatur

Die Ausführungen geben einen Begriff von den – vorzugsweise auf diffuser Strahlungsverteilung beruhenden – Möglichkeiten der IR-Tonübertragung. Mit einer Sendeleistung von rund 100 mW lassen sich ohne großen Aufwand Räume bis ca. 200 m<sup>2</sup> Oberfläche (zum Beispiel ein Raum mit den Abmessungen 6×10×2,5 m<sup>3</sup>) gut mit Mono-Ton versorgen. Inwieweit sind nun noch Verbesserungen möglich?

Vielfach besteht die Meinung, daß durch eine Optik die effektive Empfängerfläche vergrößert werden könnte. Bei vollkommener diffuser Strahlungsverteilung ist dies jedoch nicht der Fall. Je mehr man aber zur gerichteten Abstrahlung übergeht, desto sinnvoller ist eine Optik, sowohl beim Sender als auch beim Empfänger. Beim Sender kann man zum Beispiel mit Hilfe einer Zylinderlinse die abgestrahlte Leistung in der vertikalen Richtung bündeln und so auf einen kleineren Abstrahlwinkel komprimieren. Auf der Empfangsseite kann man zunächst den Akzeptanzwinkel auf die gerade noch tragbare Größe verkleinern und damit einen Teil des Umgebungslichtes ausschließen. Durch eine zusätzliche Optik läßt sich in diesem Fall die effektive Empfangsfläche um ein Mehrfaches vergrößern. Diese Methoden haben aber nur dann Sinn, wenn man sich grundsätzlich auf die Übertragung durch gerichtete Strahlung festlegt. Die Bewegungsfreiheit des Hörers wird durch diese Maßnahme allerdings deutlich eingeschränkt.

Ein weiteres Problem ist die Verbesserung des Störabstandes durch einen größeren FM-Hub. Je größer der Hub, desto geringer ist bei einem vorgegebenen, statistisch schwankenden Störer die Beeinflussung des NF-Signals. Mit zunehmender Bandbreite nimmt allerdings auch das vom Umgebungslicht stammende Schrotrauschen zu, wenn auch nur mit der Wurzel aus der Bandbreite. Eine Vergrößerung des Hubes auf den doppelten Wert läßt also eine Verbesserung des NF-Rauschabstandes um rund 3 dB erwarten. Eine Hubvergrößerung ist deshalb anzustreben; sie bedingt jedoch einen anderen Demodulator oder eine höhere Trägerfrequenz.

Höhere Trägerfrequenzen werden unumgänglich sein, wenn man eine hochwertige Tonübertragung oder eine Stereoübertragung anstrebt. Die Sendediode LD 241 ist für Trägerfrequenzen bis ca. 300 kHz geeignet. Höhere Frequenzen sind damit zwar durchaus möglich, sie erfordern jedoch zusätzliche schaltungstechnische Maßnahmen und sind mit einem Rückgang des Wirkungsgrades verbunden.

## Literatur

- 1 K. Kumpfmüller: Die Systemtheorie der elektrischen Nachrichtenübertragung. S. Hirzel Verlag, Stuttgart 1974, Seite 282.

# 7. Verzeichnis der verwendeten Symbole

$P_s$	vom IR-Sender abgegebene Strahlungsstärke in W	$\frac{S}{N}$	Signal-Rausch-Verhältnis
$P_e$	vom Empfänger aufgenommene Strahlungsleistung in W	$e$	Elementarladung = $1,6 \cdot 10^{-19}$ As
$O$	Innere Oberfläche eines mit diffuser IR-Strahlung erfüllten Raumes in $m^2$	$h$	Plancksches Wirkungsquantum = $6,62 \cdot 10^{-34}$ Ws <sup>2</sup>
$\rho$	mittlerer Wand-Reflexionsfaktor für IR-Strahlung 950 nm	$\nu$	Lichtfrequenz in Hz
$E_e$	Nutz-Bestrahlungsstärke am Empfänger in $W/m^2$	$\lambda$	Lichtwellenlänge in m
$I_s$	Strahlungsstärke des IR-Senders in W/sr	$\Delta f$	Effektive Empfängerbandbreite in Hz
$r$	Abstand Sender–Empfänger in m	$kT_o$	Verfügbare Rauschenergie eines Widerstandes bei Zimmertemperatur = $4 \cdot 10^{-21}$ Ws
$I_G$	Fotodiodengleichstrom, bedingt durch das Umgebungslicht in A	$R$	Eingangswiderstand in $\Omega$
$I_{GA}$	$I_G$ für ungefiltertes Normlicht A	$k$	Lichtartfaktor
$i_G$	Effektivwert des $I_G$ überlagerten Schrotstromes in A	$\alpha_1$	Filterfaktor für die Lichtart I
$i_R$	Effektivwert des Rausch-Kurzschlußstromes eines ohmschen Widerstandes R in A	$b$	Bandbreite in Hz
$S$	Visuelle Empfindlichkeit der Fotodiode in A/Lux	$\Delta\Omega$	Frequenzhub in Hz
$s$	Spezifische visuelle Empfindlichkeit der Fotodiode in $\frac{A}{\text{Lux} \cdot m^2}$	$\omega_N$	Niederfrequente Modulationsfrequenz in Hz
$E_v$	Beleuchtungsstärke am Empfänger in Lux	$\omega_o$	Mittenfrequenz in Hz
$A$	Effektive Empfängerfläche in $m^2$	$Q$	Kreisgüte
$I_s$	Nutz-Fotodiodenstrom (Signalstrom) in A	$\Omega$	Normierte Verstimmung
$I_{s1}$	Effektivwert der Grundwelle des Fotodioden-Signalstromes in A	$\varphi$	Phasenwinkel zwischen $U_2$ und $U_1$
$K$	Energetische Empfindlichkeit der Fotodiode in A/W		
$u$	Quantenwirkungsgrad der Fotodiode		

**SIEMENS**

nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo  
nik · Anwendungstechnik · Anwendungstechni  
ndungstechnik · Anwendungstechnik · Anwendo