

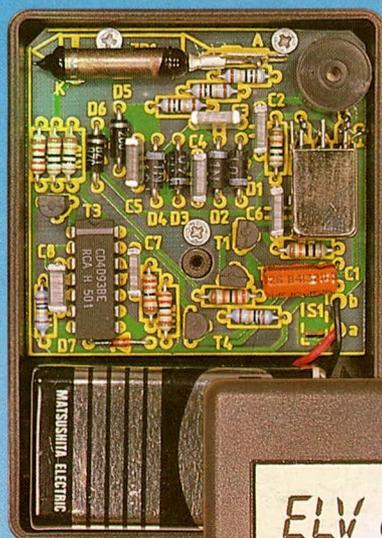
ELV *journal*

Nr. 46

Mit
Platinenfolien

Fachmagazin der Amateure und Profis für angewandte Elektronik

DM 4,50



Bauanleitung: **Geiger- Müller- Zähler**



**8 Seiten Sonderbericht:
Radioaktivität -
Entstehung,
Messung und Wirkung**

Mit
Platinenfolien

In dieser Ausgabe:

Telefon-Fernschalt-
System TFS 235

Infrarot-Lichtschranke
mit hoher Reichweite

ELV-Serie micro-line:
Funkuhrensysteem DCF 86,
Teil 2

30 W Low-Cost
HiFi-NF-Verstärker

Miniatur
VHF-Sender/
Oszillator

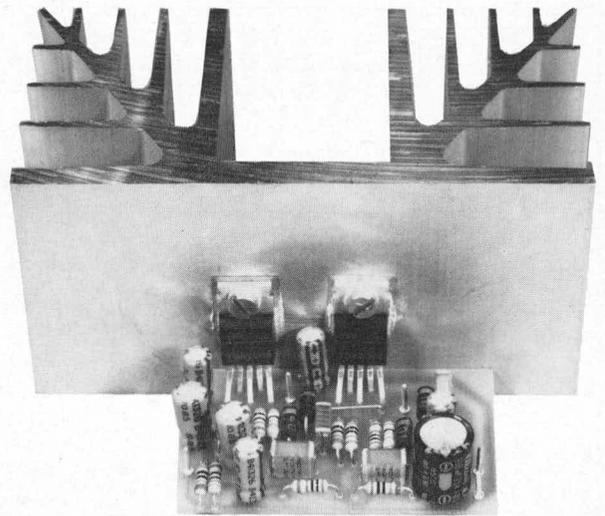
Leitungstreiber
3,5stelliges LED-
Panelmeter

Geiger-Müller-Zähler
GMZ 1

Sonderbericht:
Radioaktivität -
Entstehung,
Messung, Wirkung

ELV-Grundlagen:
Gehör-Mikrofon-Kopf-
hörer, Teil 5 b

Low-Cost NF-Verstärker



Wie mit wenigen preiswerten Bauelementen ein durchaus leistungsfähiger HiFi-NF-Verstärker zu erstellen ist, zeigt diese kleine Schaltung.

Durch den weiten Versorgungsspannungsbereich von 12 V bis 30 V und die hohe Ausgangsleistung von maximal 35 W, erschließt sich diesem kompakt aufgebauten Verstärker ein weites Anwendungsfeld, so auch z. B. der Einsatz im Kfz.

Allgemeines

Anhand der technischen Daten läßt sich erkennen, daß der hier vorgestellte HiFi-Verstärker für die verschiedensten Anwendungsfälle einsetzbar ist.

Neben dem großen Versorgungsspannungsbereich zeichnet sich die Schaltung durch verschiedene elektronische Schutzmaßnahmen, wie Überhitzungsschutz und Kurzschlußschutz aus.

Durch die sehr kompakte Bauweise ist ein platzsparender Einbau auch in kleine Gehäuse möglich. Je nach gewünschter Verstärkerleistung ist ein entsprechend dimensionierter Kühlkörper vorzusehen. Hierauf gehen wir im weiteren Verlauf dieses Artikels noch näher ein.

Zur Schaltung

Kernstück der Schaltung sind die beiden integrierten Leistungsverstärker-ICs OP1 und OP2 des Typs TDA 2006 der Firma TELEFUNKEN electronic. Alle wesentlichen aktiven Funktionseinheiten zum Aufbau eines NF-Verstärkers sind in diesen ICs integriert.

Da die Schaltung mit einer einfachen, d. h. unsymmetrischen Versorgungsspannung betrieben wird, die ICs jedoch eine symmetrische (positive und negative) Versorgungsspannung benötigen, wird mit Hilfe des Spannungsteilers R2/R3 und des Pufferkondensators C3 ein künstlicher Bezugspunkt erzeugt, der genau auf der halben Betriebsspannung liegt. Dieses Bezugspotential wird über R1 dem nichtinvertierenden (+) Eingang des OP1 und über R7 dem entsprechenden Eingang des OP2 zugeführt. Hierdurch wird gleichzeitig der Gleichspannungsarbeitspunkt festgelegt.

Über C2 gelangt das NF-Eingangssignal auf den nichtinvertierenden (+) Eingang (Pin 1) des OP1. Am Ausgang (Pin 4) steht das verstärkte und gepufferte Signal zur Verfügung.

Der Verstärkungsfaktor wird mit den Widerständen R4 und R5 festgelegt. Die Rückkopplung erfolgt auf den invertierenden (-) Eingang (Pin 2) des OP1 in der gleichen Weise wie bei der bekannten Beschaltung eines „normalen“ Operationsverstärkers.

C6 dient lediglich der gleichspannungsmäßigen Entkopplung, d. h. auf die Wechselspannungsverstärkung hat er im interessierenden Frequenzbereich keinen Einfluß.

OP2 ist als invertierender Verstärker geschaltet. Die Verstärkung wird mit den beiden Widerständen R8 (Eingangswiderstand) und R9 (Rückkoppelwiderstand) festgelegt und beträgt in unserem Fall genau 1.

Die Verstärkung wurde deshalb so gewählt, da OP2 sein Steuersignal vom Ausgang des OP1 (über R8) erhält. Dieses Signal ist bereits, wie bekannt, mit dem Verhältnis R4 : R5 verstärkt.

Am Ausgang des OP2 (Pin 4) steht dann ein fast identisches Signal wie am Ausgang des OP1 an, das jedoch in der Phasenlage genau um 180 Grad verschoben ist, d. h.

das Vorzeichen ist jeweils umgekehrt. Strebt der Ausgang des OP1 in Richtung höherer Spannung, so geht die Spannung am Ausgang des OP2 in gleichem Maße in Richtung kleinerer Werte und umgekehrt. Hierdurch ergibt sich im Hinblick auf die zur Verfügung stehende Versorgungsspannung eine Verdoppelung der maximal möglichen NF-Ausgangs-Wechselspannung.

R10/C10, D1 bis D4, R6, R11 sowie C5, C7, C9 und C11 dienen zur allgemeinen Stabilisierung und Schwingneigungsunterdrückung.

Zum Nachbau

Anhand des Bestückungsplanes werden zunächst die Widerstände, dann die Dioden und anschließend die Lötstifte, Folienkondensatoren und Elkos in gewohnter Weise auf die Platine gesetzt und verlötet.

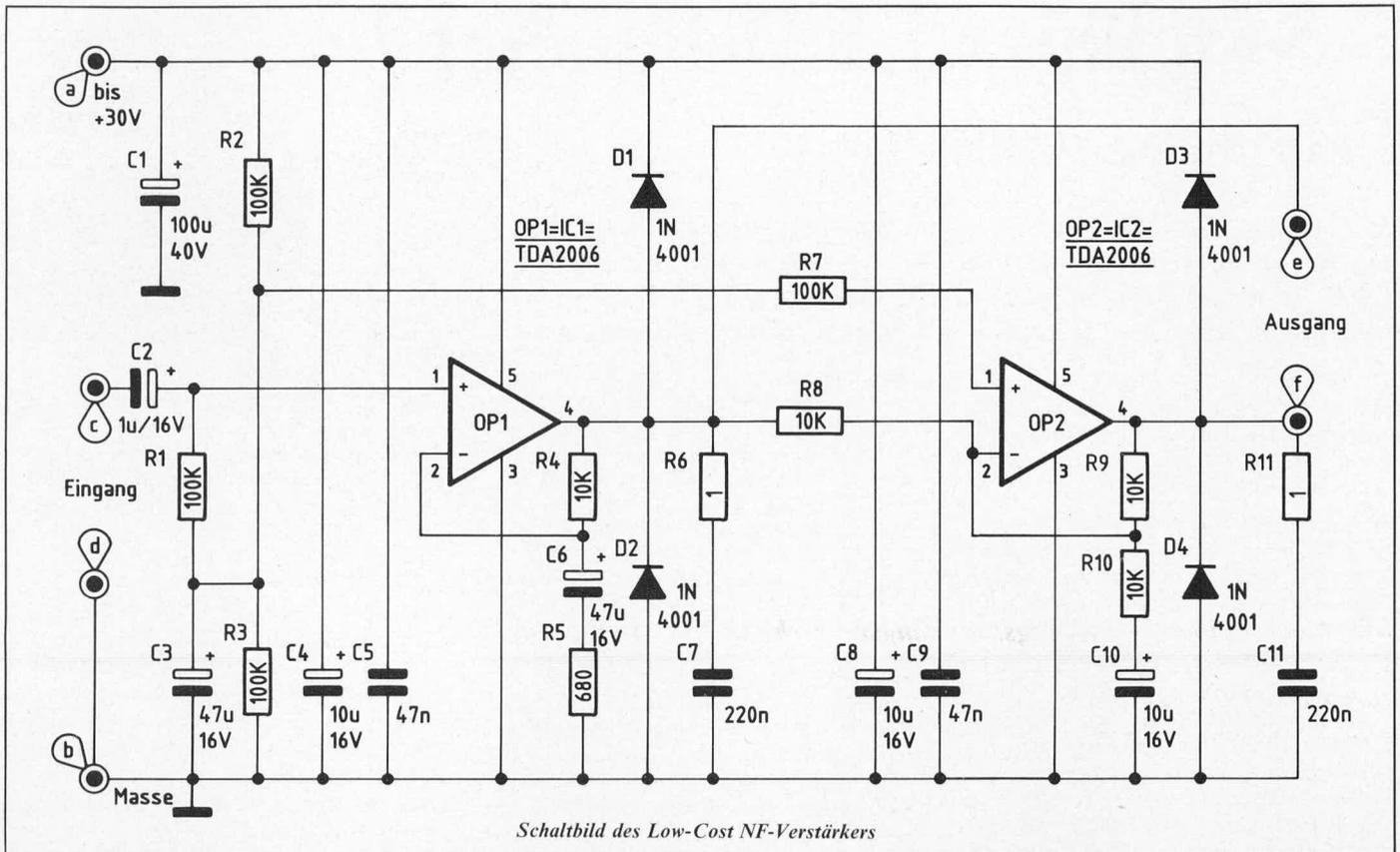
Als letztes werden die beiden ICs 1 und 2 mit ihren 5 Anschlußbeinchen eingelötet.

Ohne zusätzliche Kühlmaßnahmen können die eingesetzten ICs ca. 1 Watt Verlustleistung verarbeiten — zusammen also ca. 2 Watt.

Technische Daten (typ.)						
U_B (V)	R (Ω)	P_{ges} (W)	P_{out} (W)	P_V (W)	η (%)	K_{ges} (%)
12 V	4	12,6	4,8	7,8	38	0,3
12 V	8	6,1	3,3	2,8	54	0,3
12 V	16	4,4	2,0	2,4	45	0,25
15 V	4	21,5	8,7	12,8	40	0,3
15 V	8	11,4	6,2	5,2	54	0,3
15 V	16	7,2	3,6	3,6	50	0,25
30 V	4	91,8	35,0	56,8*	38	0,5
30 V	8	58,2	30,7	27,5	53	0,25
30 V	16	31,5	20,0	11,5	64	0,22

U_B (V) = Versorgungsspannung
 R (Ω) = Lautsprecherimpedanz
 P_{ges} (W) = Gesamtaufnahmeleistung
 P_{out} (W) = Ausgangsleistung
 P_V (W) = Verlustleistung
 η (%) = Wirkungsgrad
 K_{ges} (%) = Klirrfaktor bei 80 % der Nennleistung/1 kHz

* Dauerverlustleistung: max. 40 W bei IC-Gehäusetemperatur von 25°C



Unter Verlustleistung verstehen wir im vorliegenden Fall die Differenz zwischen abgegebener Ausgangsleistung und Gesamtaufnahmeleistung. Bei einem mittleren Wirkungsgrad von ca. 50 % ergibt sich daraus eine Abgabeleistung von ebenfalls ca. 2 Watt (ohne Kühlung).

Für höhere Ausgangsleistungen sind entsprechend große (oder kleine) Kühlkörper erforderlich.

Bei einer Ausgangsleistung von ca. 6 Watt, die an einen 8 Ω Lautsprecher abgegeben wird ($U_B = 15 \text{ V}$), liegt die Aufnahmeleistung bei ca. 11 Watt, so daß von den beiden ICs zusammen 5 Watt Verlustleistung zu verarbeiten sind. Hierfür genügt ein mittlerer Kühlkörper mit einem Wärmewiderstand von ca. 10 K/W.

Möchte man hingegen bei einer Versorgungsspannung von 30 V eine Ausgangsleistung von 30 W an einen 8 Ω Lautsprecher abgeben, beträgt die Aufnahmeleistung ca. 58 W, d. h. es sind 28 W Verlustleistung von den beiden ICs zu verarbeiten. Hier empfiehlt sich bereits ein großer Kühlkörper, wie zum Beispiel der SK 88, der auch im ELV-Supernetzgerät SNT 7000 eingesetzt wird.

Noch größere Leistungen in Verbindung mit verhältnismäßig niederohmigen 4 Ω Lautsprechern können nicht mehr im Dauerbetrieb, sondern nur noch kurzzeitig den ICs abverlangt werden.

Aufgrund der umfangreichen Schutzschaltungen innerhalb der ICs ist eine Zerstörung durch Überlastung, Überhitzung oder Kurzschluß kaum möglich, so daß man diesen Verstärker verhältnismäßig unbesorgt betreiben kann.

Abschließend wollen wir noch auf ein wichtiges Detail hinweisen: Sofern beide Verstärker-ICs auf einem Kühlkörper montiert werden sollen, so ist die elektrische Isolierung des metallischen IC-Gehäuses gegenüber dem Kühlkörper wichtig. Hierzu verwendet man Isoliernippel und Glimmerscheiben, die zwischen Kühlkörper und IC eingefügt werden. Mit Hilfe eines Ohmmeters überprüft man vor der Inbetriebnahme die mechanische Verbindung, um sicher zu gehen, daß die IC-Gehäuse auch tatsächlich elektrisch gegenüber dem Kühlkörper isoliert sind.

Damit ist der Nachbau dieser kleinen und doch leistungsfähigen Verstärkerschaltung bereits beendet.

Stückliste: Low-Cost NF-Verstärker

Halbleiter

IC 1, IC 2	TDA 2006
D 1-D 4	1 N 4001

Kondensatoren

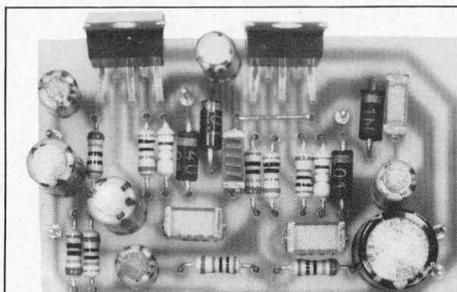
C 1	100 µF/40 V
C 2	1 µF/16 V
C 3, C 6	47 µF/16 V
C 4, C 8, C 10	10 µF/16 V
C 5, C 9	47 nF
C 7, C 11	220 nF

Widerstände

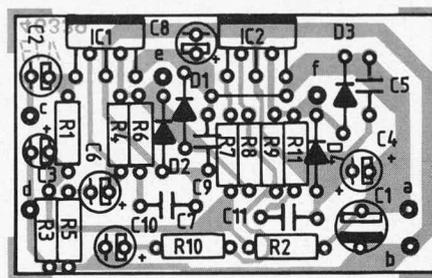
R 1-R 3, R 7	100 kΩ
R 4, R 8-R 10	10 kΩ
R 5	680 Ω
R 6, R 11	1 Ω

Sonstiges

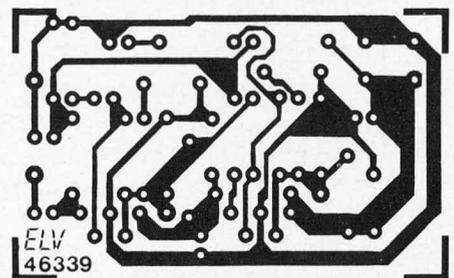
- 6 Lötstifte
- 2 Glimmerscheiben
- 2 Isoliernippel
- 2 Schrauben M 3 x 10
- 2 Muttern M 3



Ansicht der fertig aufgebauten Platine des Low-Cost NF-Verstärkers



Bestückungsseite der Platine des Low-Cost NF-Verstärkers



Leiterbahnseite der Platine des Low-Cost NF-Verstärkers

3,5-stelliges LED-Panelmeter

Digital-Einbau-Voltmeter

Mit diesem LED-Panelmeter können Spannungen und Ströme in weiten Bereichen gemessen werden. Die Grundgenauigkeit beträgt ca. 0,1 % bei einem Eingangsspannungsbereich von ± 200 mV. Die Schaltung kommt mit einer einfachen +5 V-Versorgungsspannung aus.

Allgemeines

Digitale Spannungs- und Strommeßgeräte erfreuen sich wachsender Beliebtheit, nicht zuletzt aufgrund immer günstiger werdender Anschaffungskosten.

Wir haben daher das inzwischen vieltausendfach bewährte, im „ELV journal“ Nr. 18 vorgestellte LED-Panelmeter überarbeitet, wodurch der Einsatz noch universeller und einfacher wird. Nachfolgend die wesentlichen Merkmale in Kürze:

- Eingangsbereich von ± 200 mV
- durch Widerstandsvorteiler sowohl zur Spannungs- als auch zur Strommessung erweiterbar
- Grundgenauigkeit 0,1 %
- Stromaufnahme zwischen 50 mA und ca. 170 mA (je nach Anzahl der aufleuchtenden Segmente)
- auf der Platine erzeugte negative Versorgungsspannung
- vorbereitet für den Aufbau eines Netzteils auf derselben Platine
- Platinenabmessungen geeignet für den Einbau in ein Norm-Schalttafel-Einbaugeschäft.

In Bild 1 ist eine Anwendungsschaltung mit entsprechenden Vorwiderständen zur Messung von Spannungen im Bereich von 0–0,2 V–2 V–20 V–200 V (maximale Eingangsspannung: 200 V =) gezeigt. Sollen

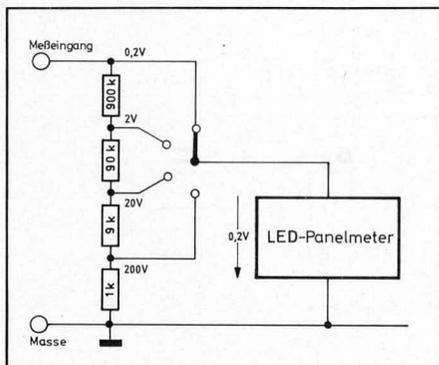


Bild 1: Eingangsspannungsteiler

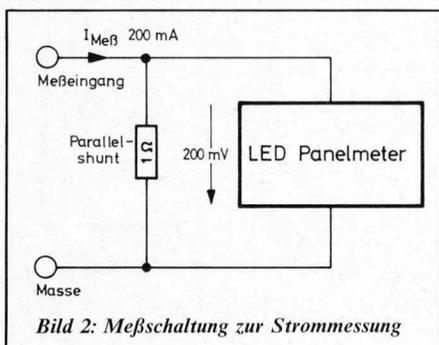


Bild 2: Meßschaltung zur Strommessung

Spannungen über 200 V gemessen werden, so ist ein entsprechend spannungsfester Widerstandsvorteiler extern (außerhalb der Platine) vorzuschalten, wobei entsprechende Abstände zwischen den Leiterbahnen zu berücksichtigen sind. Im Bild 2 ist die Verwendung als Strommesser dargestellt.

Der Referenz-Widerstand (Parallelshunt) berechnet sich folgendermaßen:

$$R_{\text{ref}} = \frac{U_{\text{Meß}}}{I_{\text{Meß}}} = \frac{200 \text{ mV}}{I_{\text{Meß}}} = \frac{0,2 \text{ V}}{\text{z. B. } 0,2 \text{ A}} = 1 \Omega$$

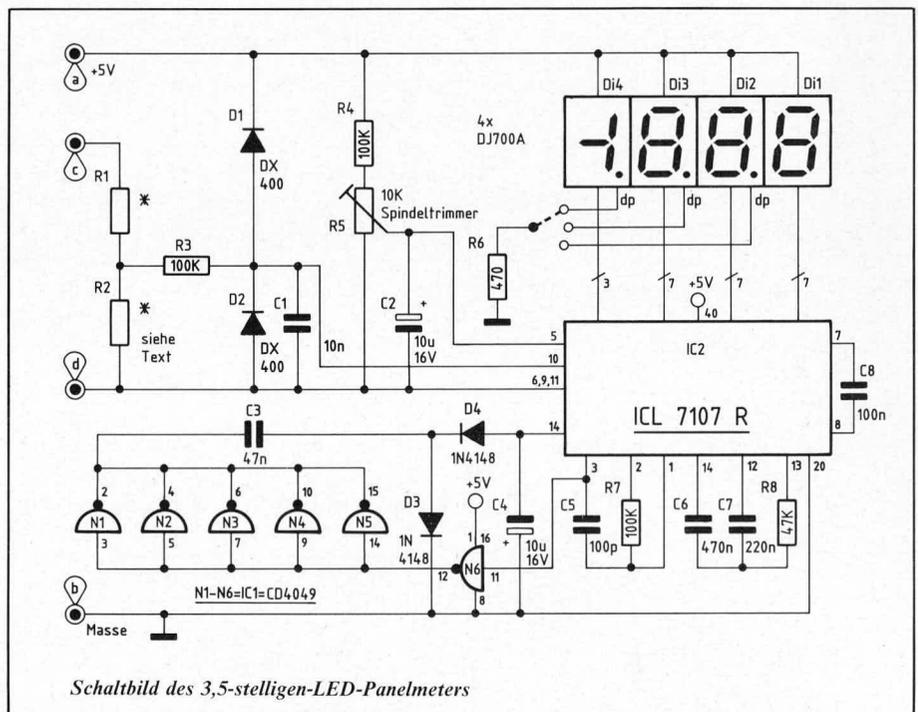
Sofern beim Aufbau eines Spannungsteilers, nach Bild 1, eine Genauigkeit von 1 % ausreichend ist, läßt sich dieser mit handelsüblichen 1 % Metallfilmwiderständen leicht selbst aufbauen, indem der Widerstandswert von 9 k Ω durch 2 in Reihe geschaltete

Widerstände von 8,25 k Ω und 750 Ω realisiert wird. Ebenso kann man bei dem 90 k Ω und dem 900 k Ω Widerstand verfahren. Möchte man jedoch die Genauigkeit des LED-Panelmeters voll nutzen, ist ein Präzisionswiderstandsteiler mit einer Toleranz von 0,1 % erforderlich.

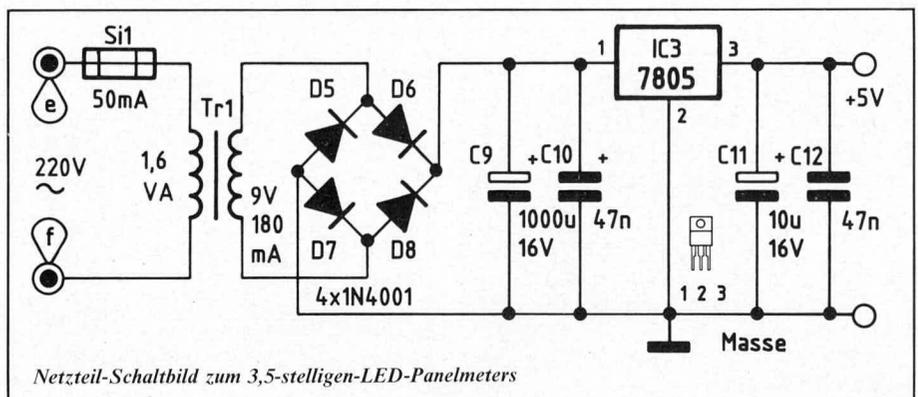
Zur Schaltung

Das IC 2 des Typs ICL 7107 R stellt einen hochintegrierten A/D-Wandler dar, der eine an den Anschlußbeinchen 10 und 11 anliegende Eingangsspannung im Bereich von ± 200 mV in eine äquivalente digitale Anzeige über 4 7-Segment-Displays umwandelt.

Die Eingangsmessspannung wird zwischen die Platinenanschlußpunkte „c“ und „d“ angelegt. Über den Spannungsteiler R 1/R 2



Schaltbild des 3,5-stelligen-LED-Panelmeters



Netzteil-Schaltbild zum 3,5-stelligen-LED-Panelmeters

sowie über R 3 gelangt diese Meßspannung auf den positiven Eingang des IC 2. Der negative Eingang (Pin 11) ist direkt mit dem Platinenanschlußpunkt „d“ verbunden.

Ist keine Spannungsteilung erforderlich (Eingangsspannung: ± 200 mV) wird R 3 durch eine Brücke ersetzt und R 2 entfällt. Die beiden schnellen, kapazitäts- und reststromarmen Dioden D 1 und D 2 schützen den Eingang vor Überspannungen. C 1 filtert Rauschteile heraus.

Mit dem Trimmer R 5 wird die Referenzspannung zwischen den Anschlußbeinchen 5 und 6 auf 100 mV eingestellt (für einen Meßbereichsendwert von 200 mV).

Da das IC 2 des Typs ICL 7107 R für universelle Einsatzmöglichkeiten eine negative Versorgungsspannung benötigt, wird diese mit Hilfe des IC 1 (Gatter N 1 bis N 6) mit Zusatzbeschaltung auf der Platine erzeugt. Diese steht mit einer Größe von ca. -3,0 bis -4,0 V an Pin 14 des IC 2 zur Verfügung.

Steht keine stabilisierte externe 5 V-Spannung zur Verfügung, kann das speziell auf diese Schaltung abgestimmte Netzteil mit auf der Platine aufgebaut werden.

Der Transformator Tr 1 transformiert die Netzwechselspannung auf 9 V herunter. D 5 bis D 8 nehmen in Verbindung mit C 9 die Gleichrichtung und Siebung vor. Mit dem Festspannungsregler IC 3 wird anschließend die Ausgangsspannung auf 5 V

stabilisiert. C 10 bis C 12 dienen zur Pufferung und Schwingneigungsunterdrückung.

Zum Nachbau

Der Nachbau dieses interessanten 3,5-stelligen LED-Panelmeters gestaltet sich recht einfach, sofern man eine gewisse Lötferfahrung aufweisen kann. Vorsicht ist beim Einsetzen des Haupt-IC's (IC 2) geboten. Exaktes Löten ist allerdings nicht nur beim IC 1, sondern ebenso bei den 7-Segment-Anzeigen erforderlich, da auch diese gegenüber Überhitzung empfindlich reagieren können.

Hält man sich genau an die Bestückungspläne, ist der Aufbau in kurzer Zeit problemlos erfolgt.

Kalibrierung

Bei der hier vorgestellten Schaltung eines LED-Panelmeters ist nur ein Abgleichpunkt vorhanden, da sich der Nullpunkt automatisch einstellt.

Für den eigentlichen Abgleichvorgang wird am Meßspannungseingang eine bekannte Spannung im Bereich zwischen 100 mV und 200 mV angelegt und mit R 5 dieser Wert auf der 3,5-stelligen Digital-Anzeige eingestellt. Der Abgleich ist damit bereits beendet. Je nach späterem Einsatzfall kann einer der 4 Punkte der Digits über den Widerstand R 6 zum Aufleuchten gebracht werden.

Stückliste:

Panelmeter PM 3500

Halbleiter

IC 1	CD 4049
IC 2	ICL 7107R
IC 3	μ A 7805
Di 1-Di 4	DJ 700A
D 1, D 2	DX 400
D 3, D 4	1 N 4148
D 5-D 8	1 N 4001

Kondensatoren

C 1	10 nF
C 2, C 4, C 11	10 μ F/16 V
C 3, C 10, C 12	47 nF
C 5	100 pF
C 6	470 nF
C 7	220 nF
C 8	100 nF
C 9	1000 μ F/16 V

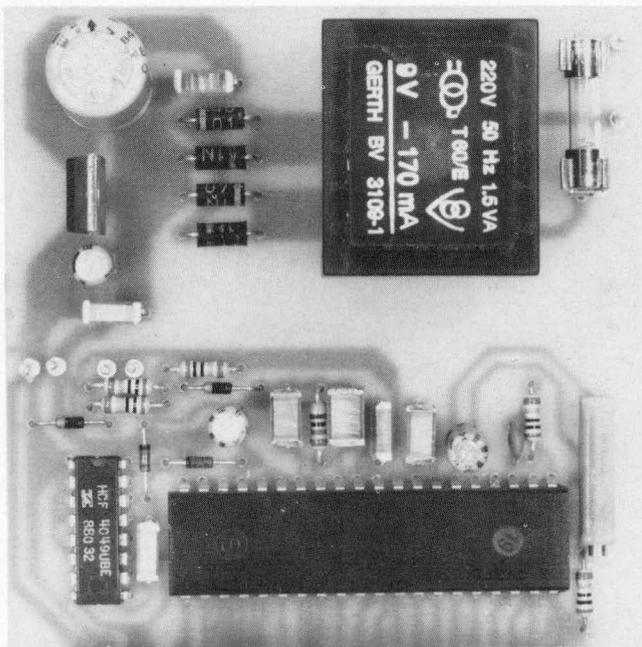
Widerstände

R 1	s. Text
R 2	s. Text
R 3, R 4, R 7	100 k Ω
R 5	10 k Ω , Spindeltrimmer
R 6	470 Ω
R 8	47 k Ω

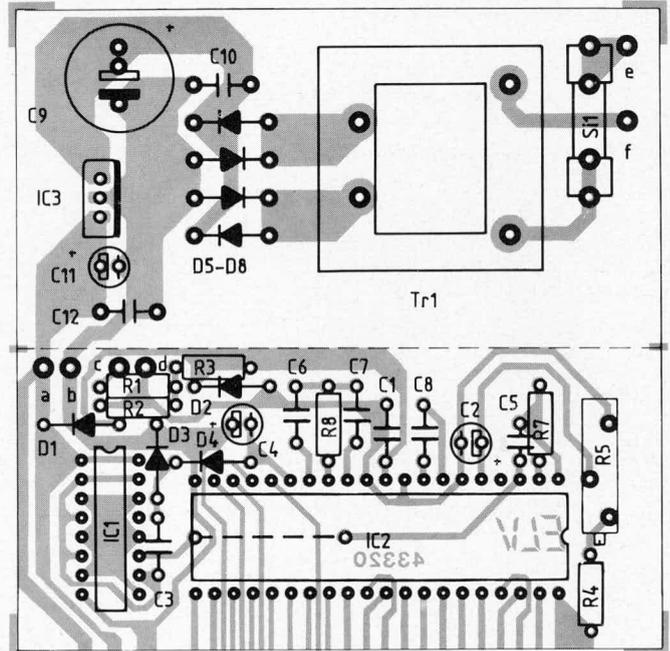
Sonstiges

1 Platinensicherungshalter	
Si 1	Sicherung 50 mA
Tr 1	Trafo prim: 220 V/1, 6 VA sek: 9 V/170 mA

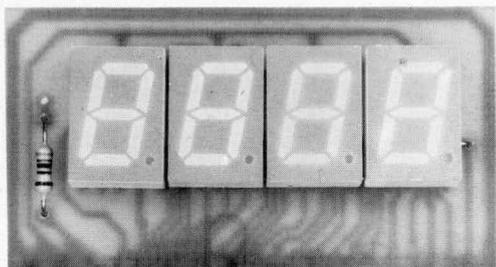
6 Lötstifte
10 cm Silberdraht



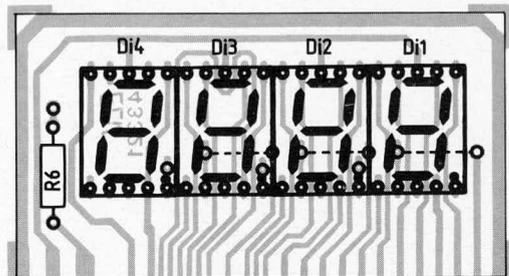
Ansicht der fertig bestückten Basisplatine des 3,5-stelligen-LED-Panelmeters



Bestückungsseite der Platine des 3,5-stelligen-LED-Panelmeters



Ansicht der fertig bestückten Anzeigenplatine des 3,5-stelligen-LED-Panelmeters



Bestückungsseite der Anzeigenplatine des 3,5-stelligen-LED-Panelmeters

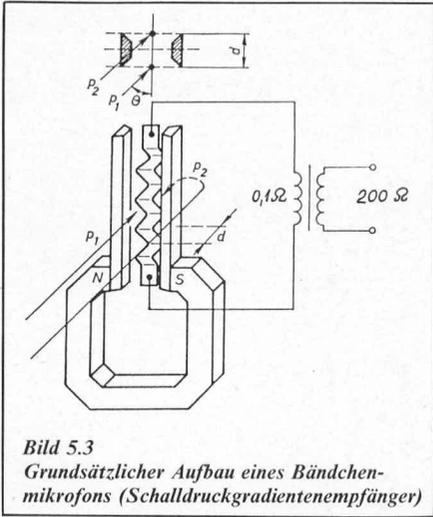


Bild 5.3
Grundsätzlicher Aufbau eines Bändchenmikrofons (Schalldruckgradientenempfänger)

Eine wesentlich größere Bedeutung für die Praxis haben dagegen die sogenannten Tauchspulenmikrofone erlangt. Ihr grundsätzlicher Aufbau wurde schon im Bild 4.2 gezeigt. Moderne Ausführungen von Tauchspulenmikrofonen bestehen aus einer leichten und freitragend gewickelten Schwingspule, die an einer ebenfalls möglichst leichten Kunststoffmembran befestigt ist und in den Luftspalt eines Ringmagneten

eintaucht, ähnlich wie das im Prinzip auch vom elektrodynamischen Lautsprecher her bekannt ist. Tauchspulenmikrofone gibt es sowohl als ungerichtete Schalldruckempfänger wie auch als gerichtet empfangende Druckgradientenmikrofone. Bei den Druckempfängern legt man — wie schon weiter oben erwähnt — die Eigenresonanz des schwingfähigen Membran-Tauchspulensystems in die Mitte des zu übertragenden Frequenzbereichs, während man das entsprechende System von Gradientenempfängern, d. h. von Tauchspul-Richtmikrofonen, tiefabgestimmt arbeiten läßt. Letzteres hat leider auch eine Erhöhung der Körperschallempfindlichkeit zur Folge. Dem Einfallreicherum tüchtiger Mikrofonentwickler ist es letztlich zu verdanken, daß im Laufe der Zeit verschiedene Wege und Maßnahmen gefunden wurden, die den Einfluß des Körperschalls wirksam zu kompensieren gestatten.

Bild 5.4 zeigt als praktisches Ausführungsbeispiel ein dynamisches Supernieren-Richtmikrofon (Typ MD 441) sehr hoher Qualität. Sein Übertragungsbereich erstreckt sich von 30 Hz bis 20 kHz, siehe dazu Bild 5.5 a. Die elektrische Impedanz beträgt 200 Ω. Dieses Mikrofon erreicht einen Feld-Leerlauf-Übertragungsfaktor**)

von 1,8 mV/Pa bei einer Toleranzbreite von ±2 dB. Es besitzt einen vierstufigen Baßschalter mit einer Tiefenabsenkung um ca. 4...6 dB je Schaltstufe bei 50 Hz — und einen Brillanzschalter, der für eine Anhebung des Frequenzgangs oberhalb von etwa 2...5 kHz sorgt (Bild 5.5 b). Im Bild 5.5 c sind die Richtdiagramme für Frequenzen zwischen 250 Hz und 8 kHz dargestellt. Dank seiner hervorragenden elektroakustischen Eigenschaften findet dieses Mikrofon bevorzugten Einsatz in Rundfunk- und Fernsehstudios, als Rednermikrofon im Zusammenwirken mit sehr hochwertigen Ela-Anlagen sowie als Gesangs- und Instrumentalmikrofon bei besonders anspruchsvollen Solisten. Hinsichtlich des elektrischen Anschlusses gibt es das MD 441 in drei verschiedenen Versionen: a) mit einem 3poligen verschraubbaren Stecker nach DIN 41524 (kleiner Tuchel-Stecker), b) mit einem 3poligen verschraubbaren Stecker nach DIN 41624 (großer Tuchel-Stecker) und c) mit einem 3poligen XLR-3 Stecker (System Cannon).

***) Unter dem Feld-Leerlauf-Übertragungsfaktor versteht man den Quotienten aus dem Effektivwert der elektrischen Mikrofonspannung \bar{u} und dem effektiven Schalldruck \bar{p} , gemessen im freien Schallfeld und bei elektrischem Leerlauf des Mikrofons, d. h. ohne Belastung durch einen Abschlusswiderstand.

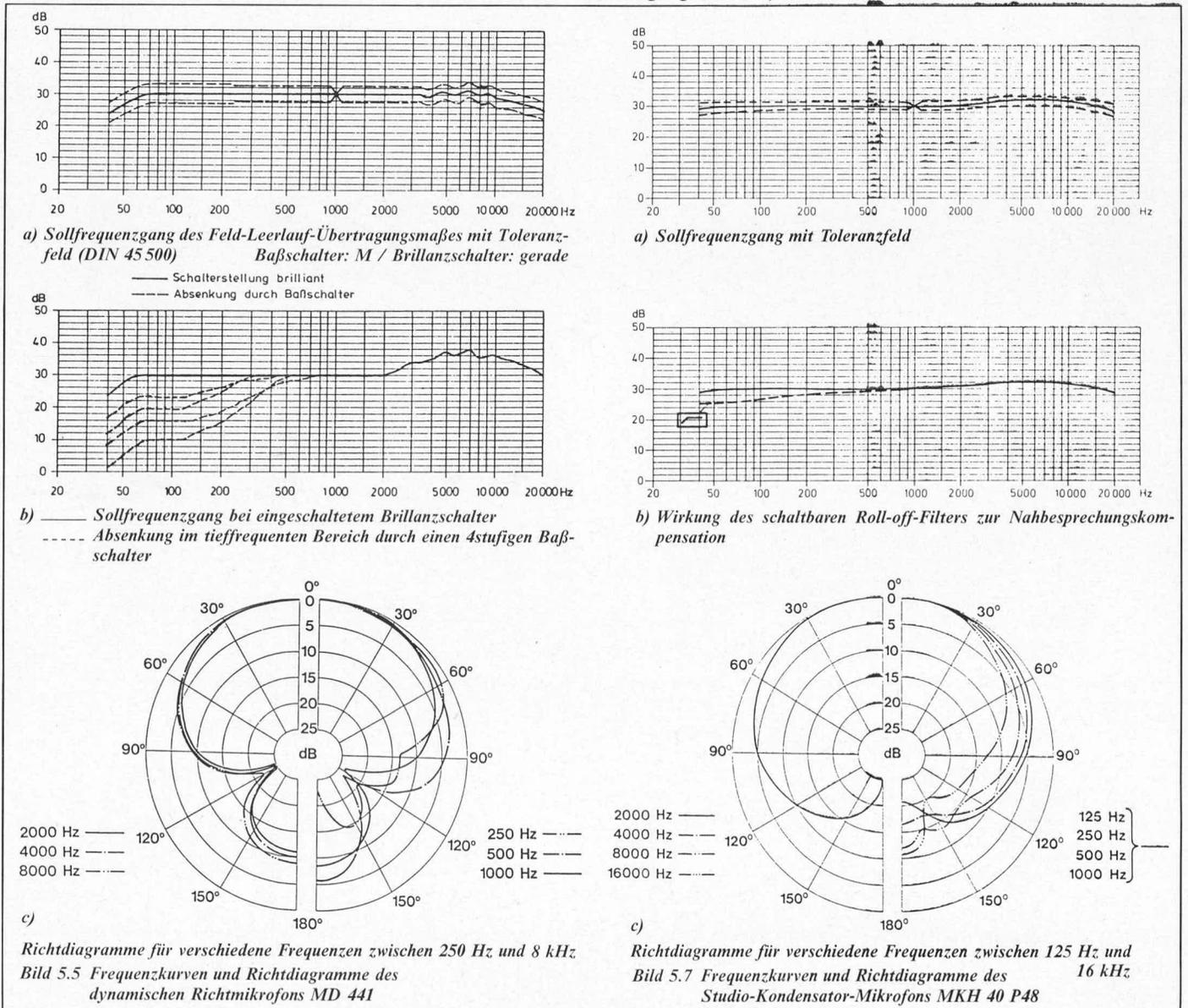


Bild 5.5 Frequenzkurven und Richtdiagramme des dynamischen Richtmikrofons MD 441

Bild 5.7 Frequenzkurven und Richtdiagramme des Studio-Kondensator-Mikrofons MKH 40 P48

5.2 Elektrostatische Mikrofone

Elektrostatische Mikrofone sind im Prinzip Kondensatoren, deren Kapazität durch die auf ihre Membran auftreffenden Schallwellen variiert wird. Die grundsätzliche Funktion wurde bereits im vorangegangenen Teil 4 dieser Reihe erläutert, s. a. Bild 4.4. In der konventionellen NF-Schaltung benötigen Kondensatormikrofone zur Erzeugung eines elektrostatischen Gleichfeldes stets eine Polarisationsspannung U_0 . Bei den Elektret-Kondensatormikrofonen ist ein derartiges Gleichfeld bereits permanent im Elektretmaterial vorhanden, s. a. Abschnitt 4.1.4. Eine andere sehr elegante Möglichkeit zum Betreiben von Kondensatormikrofonen, bei der man ohne Gleichfeld auskommt, ist die sogenannte Hochfrequenz- oder HF-Schaltung. Darüber wird nachfolgend noch berichtet werden. Zuvor aber noch einige ganz allgemeine Anmerkungen zur Frage der Abstimmung der mechanischen Systemresonanz: Bei den elektrostatischen Mikrofonen gibt es ebenfalls Druck- und Druckgradientenempfänger. Ihre konstruktiven Unterscheidungsmerkmale sind im Prinzip die gleichen, wie sie schon in der Einleitung dieser Beitragsfolge an Hand des Bildes 5.1 erläutert wurden. Geht man davon aus, daß auch bei den elektrostatischen Mikrofonen bei Beschallung mit konstantem Schalldruck ein ebener Übertragungsfrequenzgang erzielt werden soll, so ist beim Druckmikrofon die mechanische Systemresonanz (\approx Membranresonanz) oberhalb des zu übertragenden Frequenzbereichs zu legen (= „Hochabstimmung“), während man beim elektrostatischen Druckgradientenmikrofon die Membranresonanz in die Mitte des Übertragungsbereichs legt und entsprechend bedämpft. —

Die Wandlerkapazität C der heute üblichen Kondensatormikrofonkapseln liegt zwischen etwa 30... 50 pF. Bei 30 Hz z. B., d. h. am unteren Ende des mit derartigen Mikrofonen übertragenen Frequenzbereichs, bewegt sich der kapazitive Kapsel-Innenwiderstand somit zwischen etwa 106 und 177 M Ω . Jeder NF-Verstärker, den man einer solchen Kondensatorkapsel sinnvollerweise nachschalten müßte, sollte daher einen Eingangswiderstand von mindestens 100... 200 M Ω haben. Das aber war in der Anfangszeit der Halbleitertechnik ein sehr ernsthaftes Problem, und rauscharme Feld-effekt-Transistoren gab es damals noch nicht. Die mit normalen Transistor-Verstärkern erreichbaren Eingangswiderstände waren einfach zu niederohmig. In dieser Situation besann man sich auf die zwar bekannte aber in jener Zeit kaum verwendete HF-Schaltung, da diese mit den verfügbaren Halbleiterbauelementen realisierbar war. Ihre Funktion ist im Prinzip folgende: Ein — meist quarzstabiler — HF-Generator schwingt mit einer bestimmten Frequenz, z. B. mit 8 MHz. Die Kapazität C der Mikrofonkapsel ist in den Oszillatorschwingkreis mit einbezogen, so daß die im Falle einer Beschallung auftretenden Kapazitätsschwankungen die Frequenz des HF-Oszillators entsprechend modulieren. Eine nachfolgende Demodulatorschaltung liefert an ihrem Ausgang das gewünschte

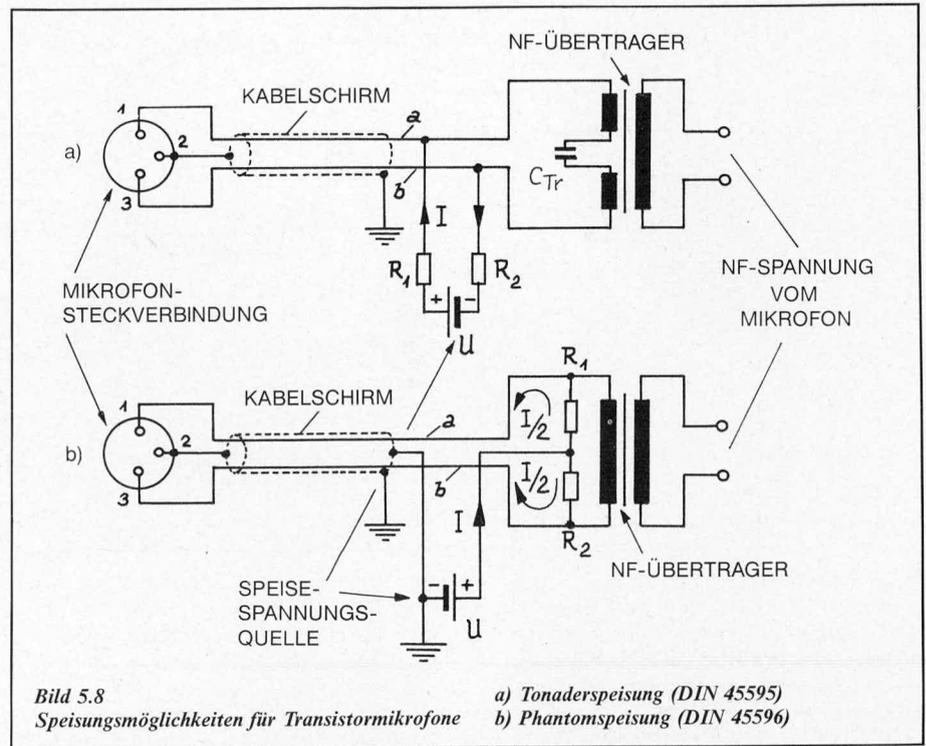


Bild 5.8
Speisungsmöglichkeiten für Transistormikrofone

a) Tonaderspeisung (DIN 45595)
b) Phantomspeisung (DIN 45596)

NF-Signal des Mikrofons. Für die praktische Ausführung des HF-Prinzips gibt es verschiedene schaltungstechnische Varianten, allen gemeinsam ist jedoch die Steuerung eines HF-Oszillators durch eine beschaltete Kondensatormikrofonkapsel mit nachfolgender Demodulation. Gegenüber der klassischen NF-Schaltung bietet das HF-Prinzip eine Reihe von Vorteilen. Neben dem Wegfall der Polarisationsspannung sowie spürbar geringeren Anforderungen an die Isolationswiderstände der Kapsel und des Schaltungsaufbaus können mit HF-Kondensatormikrofonen sehr tiefe Frequenzen übertragen werden. Zum Betrieb der HF-Schaltung ist allerdings eine Stromversorgung erforderlich. Da man bei Transistormikrofonen von Anfang an bestrebt war, nur ein 2adriges abgeschirmtes Anschlußkabel zu verwenden, mußte man einen Weg finden, um den speisenden Gleichstrom über die zur Verfügung stehenden Leitungsadern zu leiten, gegebenenfalls auch unter Einbeziehung der Kabelabschirmung. Inzwischen haben sich zwei Speisungsarten etabliert, die auch durch DIN-Vorschriften festgeschrieben wurden. Das sind a) die Tonaderspeisung (DIN 45595) und b) die Phantomspeisung (DIN 45596). Bei der Tonaderspeisung wird die Speisespannungsquelle ($12\text{ V} \pm 1\text{ V}$) über zwei gleichgroße Vorwiderstände R_1 und R_2 von je 180 Ω gemäß Bild 5.8 a an die Tonadern a und b angeschlossen. Zwischen beiden Tonadern liegt somit die volle Speisespannung. Die Primärseite des in diesem Bild dargestellten NF-Übertragers ist daher durch einen Trennkondensator C_{Tr} gleichstrommäßig unterbrochen. — Bei der Phantomspeisung sind drei verschiedene Speisespannungen üblich, nämlich ($12 \pm 1\text{ V}$), ($24 \pm 4\text{ V}$) und ($48 \pm 4\text{ V}$). Im Gegensatz zur Tonaderspeisung wird hier der Gesamtstrom I je zur Hälfte ($I/2$) über jede der beiden Tonadern zum Mikrofon geleitet. Die Rückleitung erfolgt über den Kabelschirm, s. Bild 5.8 b. Beide Tonadern lie-

gen auf gleichem Potential. An phantomgespeisten Mikrofonanschlüssen können daher auch andere Mikrofone betrieben werden, die normalerweise keine Spannung benötigen, z. B. dynamische Kapseln.

Kondensatormikrofone nach dem HF-Prinzip gehören heute zu den hochwertigsten Studiomikrofonen. Bild 5.6 zeigt als praktisches Ausführungsbeispiel dafür das extrem rauscharme und hochaussteuerbare Studio-Kondensatormikrofon MKH 40 mit Nieren-Richtdiagramm. Der Übertragungsbereich dieses Gradientenmikrofons liegt zwischen 40 Hz und 20 kHz (s. Bild 5.7a). Der Feld-Leerlauf-Übertragungsfaktor beträgt 25 mV/Pa. Im Bild 5.7c sind die Richtdiagramme für Frequenzen zwischen 125 Hz und 16 kHz dargestellt. Der Grenzschalldruckpegel erreicht bei 1 kHz 134 dB. Bei eingeschalteter Vordämpfung (-10 dB) erhöht sich dieser Wert sogar auf 142 dB. Unter dem Grenzschalldruckpegel versteht man denjenigen Schallpegel, bis zu dem das Mikrofon praktisch noch verzerrungsfrei arbeitet (Klirrfaktor: $\leq 0,5\%$). Die elektrische Nennimpedanz des MKH 40 beträgt 150 Ω . Der elektrische Anschluß erfolgt über eine Cannon-Steckverbindung. Das Mikrofon ist für eine 48 V-Phantomspeisung ausgelegt. Eine besonders hervorhebenswerte Eigenschaft dieses Mikrofons ist seine exzellente Rauscharmut. Der Äquivalentschalldruckpegel*** des MKH 40 beträgt nur 12 dB (A-bewertet) bzw. 22 dB (bewertet nach CCIR 468).

***) Der Äquivalentschalldruckpegel L_{eq} (in dB) ist ein Maß für das Eigenrauschen eines Mikrofons. Er ist als 20facher Zehnerlogarithmus des Verhältnisses vom Äquivalentschalldruck \bar{p}_{eq} zu $\bar{p}_0 = 20\text{ }\mu\text{Pa}$ definiert. Der \bar{p}_{eq} ergibt sich als Quotient aus der mit einem Bewertungsfilter gemessenen (Eigen)Geräuschspannung des Mikrofons und dessen Übertragungsfaktor B .



a) Dynamisches Lavalier-Mikrofon Typ MD 214 b) Lavalier-Ansteck-Mikrofon Typ MKE 10
(mit Elektretmikrofonkapsel)

Bild 5.9

Ausführungsbeispiele von Lavalier-Mikrofonen (Werkfoto: Sennheiser electronic)

5.3. Spezielle Mikrofone

Neben den „klassischen“ (Studio)Mikrofonen nach dem elektrodynamischen und elektrostatischen Wandlerprinzip — wie sie in den vorangegangenen Abschnitten besprochen wurden, gibt es noch eine Fülle von weiteren Mikrofonausführungen für spezielle Anwendungszwecke. Es würde den Rahmen dieses Artikels sprengen, wollte man sie hier in ihrer Gesamtheit vorstellen. Stellvertretend für diese Gruppe sollen abschließend nur noch zwei Spezialmikrofone etwas näher betrachtet werden: Erstens das Lavalier-Mikrofon und zweitens das drahtlose Hochfrequenz-Mikrofon.

Lavalier-Mikrofone *****) werden in der Hauptsache von Vortragsrednern, Reportern und Sängern benutzt, die sich das Mikrofon entweder um den Hals hängen (Bild 5.9a), oder dasselbe auch an der Kleidung befestigen (Bild 5.9b), um sich so während des Sprechens oder Singens ohne Rücksicht auf das Mikrofon möglichst frei bewegen zu können. Das Mikrofon wird dabei ständig vor der Brust getragen, wo es erstens nur von der Seite besprochen und von der Brustkorbresonanz beeinträchtigt wird sowie zweitens den Reibegeräuschen an der Kleidung ausgesetzt ist. Beim Sprechen

oder Singen werden die hohen Frequenzen vom Mund größtenteils nach vorn abgestrahlt, so daß sie das Mikrofon bestenfalls erheblich geschwächt erreichen. Damit ein solches Mikrofon bei einer Übertragung nicht zu dumpf klingt, muß es entsprechend entzerrt und ansonsten durch konstruktive Maßnahmen gegen Körperschall unempfindlich gemacht werden. Die Entzerrung erfolgt in der Weise, daß die hohen Frequenzen oberhalb von etwa 2 kHz — bei einer Beschallung von vorn gemessen — deutlich angehoben werden und der Bereich zwischen etwa 0,5 ... 1 kHz abgesenkt wird. Im normalen Betriebsfall, d. h. bei Verwendung als Umhänge- oder Ansteckmikrofon, bekommt man so einen ebenen Frequenzgang. Die im Bild 5.9 als Ausführungsbeispiele gezeigten Mikrofone sind beides Druckempfänger mit Kugelcharakteristik. Das Bild a) zeigt einen dynamischen Wandler, der einen Frequenzbereich von etwa 60 Hz bis 15 kHz überträgt, während im Bild b) ein kleines Ansteck-Elektretmikrofon zu sehen ist, dessen Übertragungsbereich von 50 Hz bis 20 kHz reicht. Dieses Mikrofon ist besonders geeignet für den drahtlosen Einsatz zusammen mit einer Mikroport-Übertragungsanlage. Die im Mikrofon MKE 10 enthaltene Elektret-

kapsel ist übrigens, wie alle hochwertigen Elektretmikrofone, in Back-Elektret-Technik hergestellt. Das bedeutet, daß das Elektretmaterial nicht in der Mikrofonmembran steckt, sondern auf der Gegenelektrode (engl.: back plate) aufliegt. Dadurch erzielt man eine wesentlich günstigere Impulstreue und außerdem eine Herabsetzung der Körperschallempfindlichkeit.

Ein letztes Wort noch zu den drahtlosen HF-Mikrofonen. Es gibt Anwendungsgebiete (Hörfunk, Fernsehen, Film), wo ein drahtgebundenes Mikrofon mit seinem Anschlußkabel die Bewegungsfreiheit eines Sprechers oder Sängers soweit behindert oder gar einschränkt, daß seine Verwendbarkeit in Frage gestellt ist. Das gilt insbesondere für den Show-Bereich, wo man zumindest die Strecke zwischen Mikrofon und Mischpult drahtlos überbrücken möchte. Ein für derartige Zwecke hervorragend geeignetes und in der Praxis bewährtes drahtloses Mikrofon (Typ SKM 4031) zeigt das Bild 5.10. Es besteht aus einem Mikrofonteil und einem HF-Sender mit sehr kurzer Antenne. Der Sender wird frequenzmoduliert und arbeitet mit Trägerfrequenzen zwischen 30 ... 45 MHz, 138 ... 250 MHz oder 460 ... 960 MHz. Auf der Empfangsseite gibt es dafür passend abgestimmte Empfänger. Das im SKM 4031 verwendete Mikrofon hat ein Supernieren-Richtdiagramm und gewährleistet allein schon dadurch eine ausgezeichnete Rückkopplungssicherheit. Die Richtwirkung ist weitgehend frequenzunabhängig. Neben einer verzerrungsfreien Übertragung bis zu sehr hohen Schalldruckpegeln zeichnet sich dieses drahtlose Mikrofon auch durch eine sehr große Unempfindlichkeit gegenüber Körperschall und Poppergeräuschen aus.

*****) Die Bezeichnung „Lavalier“-Mikrofon hat von ihrem Ursprung her nichts mit der Akustik zu tun, am wenigsten aber mit dem Erfinder desselben. Der Name stammt vielmehr von einer französischen Lebedame, die von einem wohlhabenden Verehrer ein ungewöhnlich geformtes Medaillon geschenkt bekam. Nachbildungen davon sind unter Juwelieren als Lavalier-Medaillons bekannt. Was lag näher, als diese Bezeichnung auch auf all' die Mikrofone zu übertragen, die man sich mit einer Schnur um den Hals hängt?

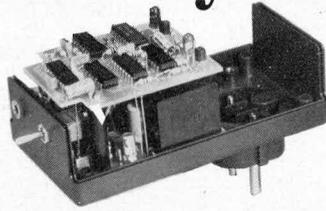


Bild 5.6: Extrem rauscharmes und hocheinstellbares Studio-Kondensator-Mikrofon MKH 40 P48 mit schaltbarem Roll-off-Filter und 10 dB-Abschwächer (Werkfoto: Sennheiser electronic). Das MKH 40 ist ein Gradientenmikrofon mit Nieren-Richtdiagramm



Bild 5.10: Drahtloses Hochfrequenz-Mikrofon Typ SKM 4031 (Werkfoto: Sennheiser electronic)

Telefon-Fernschalt-System TFS 235



Mit diesem interessanten Fernschalt-System können über das Telefon Ein- und Ausschaltvorgänge durchgeführt werden (Licht, Heizung usw.) Hierbei sind keinerlei Eingriffe am Telefonapparat selbst vorzunehmen, d. h. der Anschluß ist problemlos. Insgesamt zeichnet sich das System durch einfache Bedienbarkeit und hohe Störsicherheit gegen eine Fehlbildung aus.

Allgemeines

Ursprünglich für die Anwendung in einer Hausteleanlage ist dieses im ELV-Labor entwickelte Schaltsystem auch für größere Distanzen geeignet. Dies bedeutet, daß von jedem beliebigen Telefon der Welt mit Hilfe des ELV-Telefon-Fernschalt-Systems Schaltvorgänge ausgelöst werden können und zwar gebührenfrei, sofern postalische oder andere gesetzliche Bestimmungen dem nicht entgegenstehen.

Im einzelnen sieht die Funktionsweise wie folgt aus: Das TFS 235 befindet sich in einem Steckergehäuse mit integrierter Schuko-Steckdose, die über ein Relais ein- und ausgeschaltet werden kann. Als Signalaufnehmer dient eine handelsübliche Telefonadapterspule mit Saugnapf, die an geeigneter Stelle am Telefon befestigt und über ein entsprechend langes Zuleitungskabel mit dem TFS 235 verbunden wird.

Sobald das Telefon läutet (der Hörer wird hierbei nicht abgenommen), wird dies vom TFS 235 registriert und ausgewertet. Um einen Schaltvorgang auszulösen, geht man folgendermaßen vor:

Von jedem beliebigen Telefon aus wählt man die Rufnummer des Anschlusses, an dessen Telefonapparat das TFS 235 über den Telefonadapter angekoppelt ist.

Man läßt das Telefon zweimal läuten und bricht anschließend die Verbindung ab. Das Läuten selbst ist leicht daran zu erkennen, daß jedes Mal, wenn der angerufene Apparat läutet, gleichzeitig ein 400 Hz Tonsignal im anrufenden Apparat zu hören ist. Innerhalb von ca. 1 Min. muß nun ein zweites Mal derselbe Anschluß angewählt werden. Um die im TFS 235 integrierte Schuko-Steckdose auszuschalten, muß das angerufene Telefon dreimal läuten, während der Einschaltvorgang bei 5 Klingelzeichen eingeleitet wird.

Der Schaltvorgang selbst startet bis zu diesem Zeitpunkt jedoch noch nicht. Erst wenn innerhalb von ca. 2 Minuten, gerechnet ab dem ersten Anruf, kein weiteres Klingelsignal empfangen wurde, erzeugt das TFS 235 einen Übernahmeimpuls und die gewünschte Schaltung wird ausgeführt. Anschließend ist das System wieder empfangsbereit.

Zusammenfassend ist zu sagen, daß der erste Anruf mit zwei Klingelzeichen die

Schaltung zur Registrierung der Klingelzeichen beim zweiten Anruf vorbereitet. Beim zweiten Anruf werden dann die Klingelzeichen gezählt, wobei drei Klingelzeichen einen Ausschaltvorgang und 5 Klingelzeichen einen Einschaltvorgang auslösen. Alle anderen Kombinationen bleiben wirkungslos, d. h. der Schaltzustand, egal ob ein- oder ausgeschaltet, bleibt unverändert erhalten. Dies gilt auch für den Fall, daß bei bereits eingeschaltetem Gerät erneut der Befehl Einschalten (2 + 5 Klingelimpulse) gegeben wird (das Gerät bleibt also eingeschaltet).

Zwischen dem ersten Klingelimpuls des ersten Anrufs und dem des zweiten Anrufs muß eine kurze Zeitspanne von ca. 27 Sekunden liegen, die sich jedoch automatisch durch den Zeitablauf des Verbindungsaufbaues ergibt. Wird die Zeitspanne nicht eingehalten, d. h. werden bereits beim ersten Anruf 2 + 3 = 5 Klingelzeichen zum Ausschalten abgegeben, unternimmt das TFS 235 nichts und ist erst nach Ablauf von insgesamt ca. 2 Minuten wieder in seinem Grundzustand, d. h. einsatzbereit.

Zur Schaltung

Über den Telefonadapter L 1 werden die Klingelsignale, die eine Frequenz von 25 Hz aufweisen, induktiv von der Klingelwicklung des Telefonapparates ausgekoppelt. Bei L 1 handelt es sich um eine handelsübliche, weitverbreitete Telefonadapterspule, die allgemein bereits mit Saugnapf und Zuleitungskabel mit 3,5 mm Klinkenstecker preiswert erhältlich ist.

Die Anbringung erfolgt möglichst in der Nähe des Telefonweckers, da hier die Induktion am größten ist. Dieser Anbringungsort ist üblicherweise ein anderer, als er bei der Sprachkopplung für Telefonmithörverstärker günstig ist. Bei der Sprachkopplung sucht man eine Stelle am Telefonapparat, die sich in der Nähe des Sprachübertragers befindet, während für unseren Fall ausschließlich das Klingelsignal und somit die Wicklung des Telefonweckers von Interesse ist. Aufgrund der hohen Empfindlichkeit der Schaltung sollte die Auskopplung jedoch problemlos sein.

D 1 und D 2 dienen zum Schutz der weiteren Schaltung vor Überspannungen im Eingang.

R 1 und R 2 legen den Gleichspannungs-Arbeitspunkt der Verstärkerstufen fest. Über C 2 wird das Klingelsignal auf den nichtinvertierenden (+) Eingang (Pin 12 des OP 1) gegeben. Hier wird eine Verstärkung um 40 dB (100-fach) vorgenommen, die mit R 4 und R 5 festgelegt wird. C 3 dient zur Unterdrückung unerwünschter höherfrequenter Anteile, während C 4 eine Gleichspannungsentkopplung vornimmt. D 3 und D 4 begrenzen die Verstärkung für den Fall, daß das Eingangssignal größer als 5 mV wird.

OP 2 und OP 3 stellen zwei in Reihe geschaltete schmalbandige Bandfilter zweiter Ordnung dar, mit einer Mittenfrequenz von genau 25 Hz. Dies ist die Klingelfrequenz des Telefonapparates.

Durch die hohe Filtergüte dieses Schaltungsteiles wird eine hohe Störunterdrückung der gesamten Schaltung erreicht.

Zu beachten ist in diesem Zusammenhang, daß manche Telefon-Nebenstellenanlagen mit einer höheren Klingelfrequenz (z. B. 50 Hz) arbeiten, während die Deutsche Bundespost grundsätzlich im öffentlichen Fernsprechnetze eine Klingelfrequenz von 25 Hz verarbeitet. Bei anderen Klingelfrequenzen ist die Mittenfrequenz der Bandfilter anzupassen. Zu ändern sind lediglich die Kondensatoren C 5 bis C 8 nach folgender Formel:

$$C \text{ (nF)} = \frac{2500}{f}$$

C = Kapazität in nF
f = Klingelfrequenz

(C 5 bis C 8 \approx 47 nF bei 50 Hz)

Am Ausgang des OP 3 (Pin 7) steht das verstärkte und gefilterte Klingelsignal zur Verfügung.

Mit Hilfe von C 10, C 11 sowie D 5 und D 6 erfolgt eine auf Masse bezogene Spitzenwertgleichrichtung. R 14 legt die Aufladezeit und R 16 die Entladezeit des Pufferkondensators C 11 fest.

OP 4 mit Zusatzbeschaltung ist als Komparator mit geringer Hysterese geschaltet. Er macht aus dem gleichgerichteten Signal ein „sauberes“ Rechtecksignal, das zur digitalen Weiterverarbeitung geeignet ist.

Bei jedem Klingelsignal wechselt der Ausgang des OP 4 (Pin 1) für die Dauer des

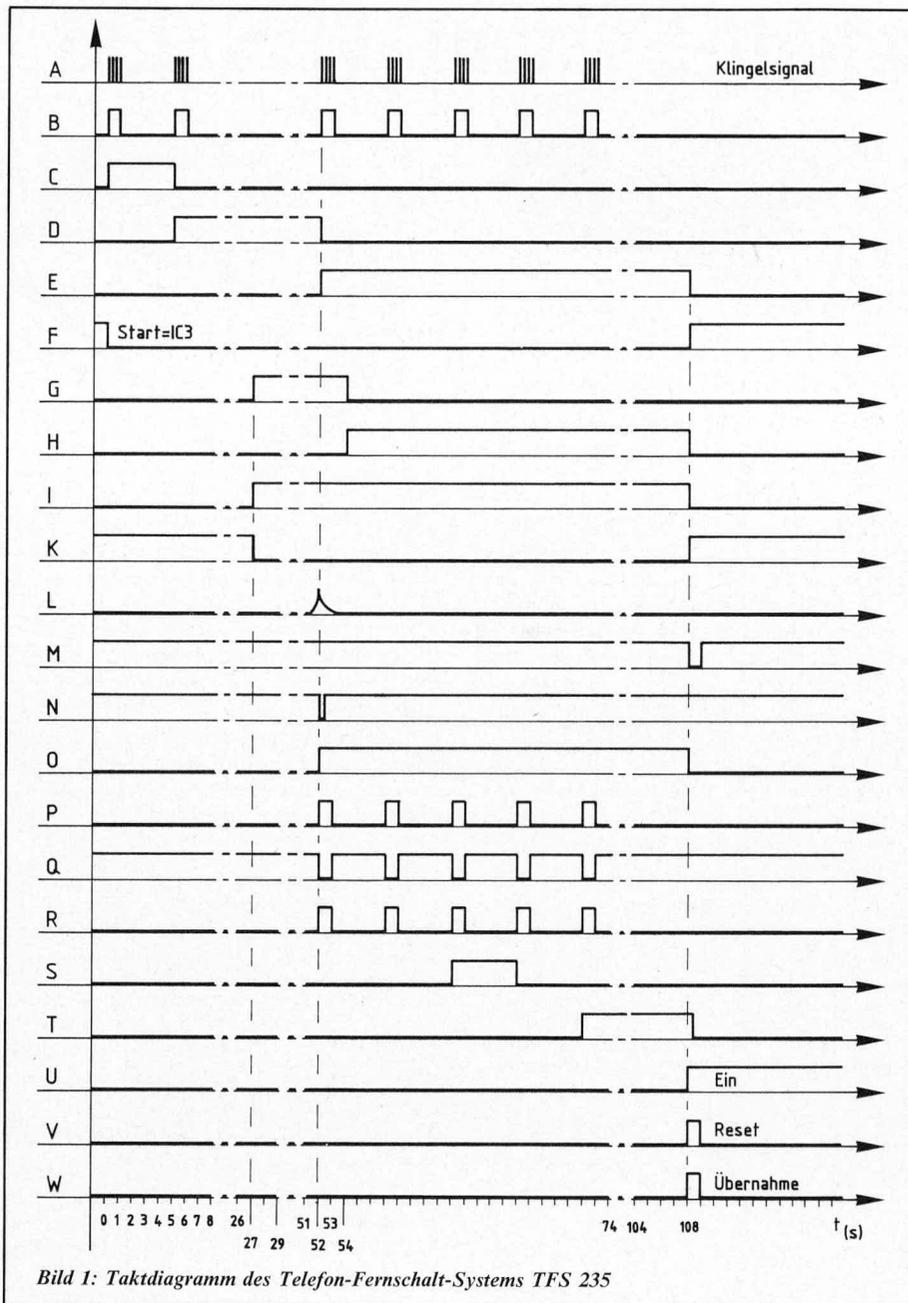


Bild 1: Taktdiagramm des Telefon-Fernschalt-Systems TFS 235

Klingelsignale von „low“ (ca. 0 V) auf „high“ (ca. + 8 V).

Der weitere rein digitale Arbeitsablauf soll nachfolgend unter Einbeziehung des in Bild 1 dargestellten Taktdiagrammes näher erläutert werden.

Beim Einschalten der Gesamtanlage (gemeint ist hier nicht der Schaltvorgang, sondern das Anlegen der Versorgungsspannung), wird die TFS 235 automatisch in ihren Grundzustand versetzt. Mit Hilfe von C 17 und R 25 wird durch Anlegen der Versorgungsspannung ein „high“-Impuls erzeugt, der über D 15 und D 16 zum Rücksetzen der ICs 2, 3, 6 sowie der Speicher N 5/N 6 und N 11/N 12 dient. Die Anlage befindet sich somit in betriebsfertigem Grundzustand, wobei das Relais Re 1 abgefallen ist (Stellung: „Aus“).

Die in Rechtecke umgewandelten Klingelsignale gelangen vom Ausgang (Pin 1) des OP 4 auf den Eingang (Pin 14) des IC 2 und gleichzeitig auf den Eingang des Gatters N 7 (Pin 6). Letzteres ist jedoch über seinen zweiten Eingang (Pin 5 von N 7) gesperrt.

Beim ersten Klingelzeichen (Bild 1, A und B) schaltet IC 2 Pin 2 auf „high“ (Bild 1, C) und beim zweiten Klingelsignal seinen zweiten Ausgang Pin 4 (Bild 1, D).

Mit dem ersten Klingelsignal wird über das als Inverter geschaltete Gatter N 1 der Reset-Eingang (Pin 12) des IC 3 freigegeben (Bild 1, F) und der mit R 22/C 16 aufgebaute Oszillator läuft an.

27 Sekunden später (Bild 1, G) geht Pin 1 des IC 3 von „low“ auf „high“ und weitere 27 Sekunden später, also insgesamt 54 Sekunden nach Beginn des ersten Anrufes, gleichfalls Pin 2 des IC 3 (Bild 1, H).

Wird jetzt innerhalb dieser Zeit, in der die Punkte „G“ oder „H“ (gesamt entspricht „I“) auf „high“-Potential liegen (ca. + 8 V) ein weiterer Klingelvorgang ausgelöst, so erhält Pin 2 des Gatters N 4 einen „high“-Impuls über C 15/R 21, da der Ausgang Pin 7 des IC 2 (Bild 1, E) beim dritten auftretenden Klingelsignal auf „high“ geht. Über Pin 13 des IC 2 wird der Eingang (Pin 14) gegen weitere Impulse gesperrt.

Der über C 15 auf Pin 2 des Gatters N 4 gelangende Impuls erscheint gleichfalls an Pin 5 des Gatters N 3. Da der zweite Eingang dieses Gatters (Pin 6 von N 3) ebenfalls auf „high“-Potential liegt, erscheint der Impuls an Pin 5 invertiert jetzt am Ausgang (Pin 4) des Gatters N 3 (Bild 1, N).

Hierdurch wird der Speicher, bestehend aus N 5/N 6, gesetzt und der Ausgang (Pin 3 von N 5) wechselt von „low“ nach „high“ (Bild 1, O).

Über Pin 5 ist nun das Gatter N 7 freigegeben und die an Pin 6 von N 7 anstehenden Klingelsignale (Bild 1, P) werden vom Ausgang (Pin 4 von N 7) und N 8 auf den Eingang (Pin 14) des IC 6 gegeben (Bild 1, Q und R).

Bei 2 + 3 Klingelsignalen geht der Ausgang Pin 7 des IC 6 (Bild 1, S) und bei 2 + 5 Klingelsignalen der Ausgang Pin 1 (Bild 1, T) auf „high“-Potential.

Nach insgesamt 108 Sekunden (vom Beginn des ersten Telefonanrufes an gerechnet) gibt der Ausgang Pin 3 des IC 3 (Bild 1, V) ein kurzes „high“-Signal (ca. 8 V) ab, wodurch die Gatter N 9 und N 10 über ihre Eingänge (Pin 5 bzw. Pin 2) freigeschaltet werden (Bild 1, W).

Je nachdem welcher der beiden Ausgänge des IC 6 (Bild 1, S oder T) „high“-Potential führt, geht entweder der Ausgang Pin 4 (von N 9) oder der Ausgang Pin 3 (von N 10) kurzzeitig auf „low“-Potential, wodurch der Speicher N 11/N 12 gesetzt oder rückgesetzt wird.

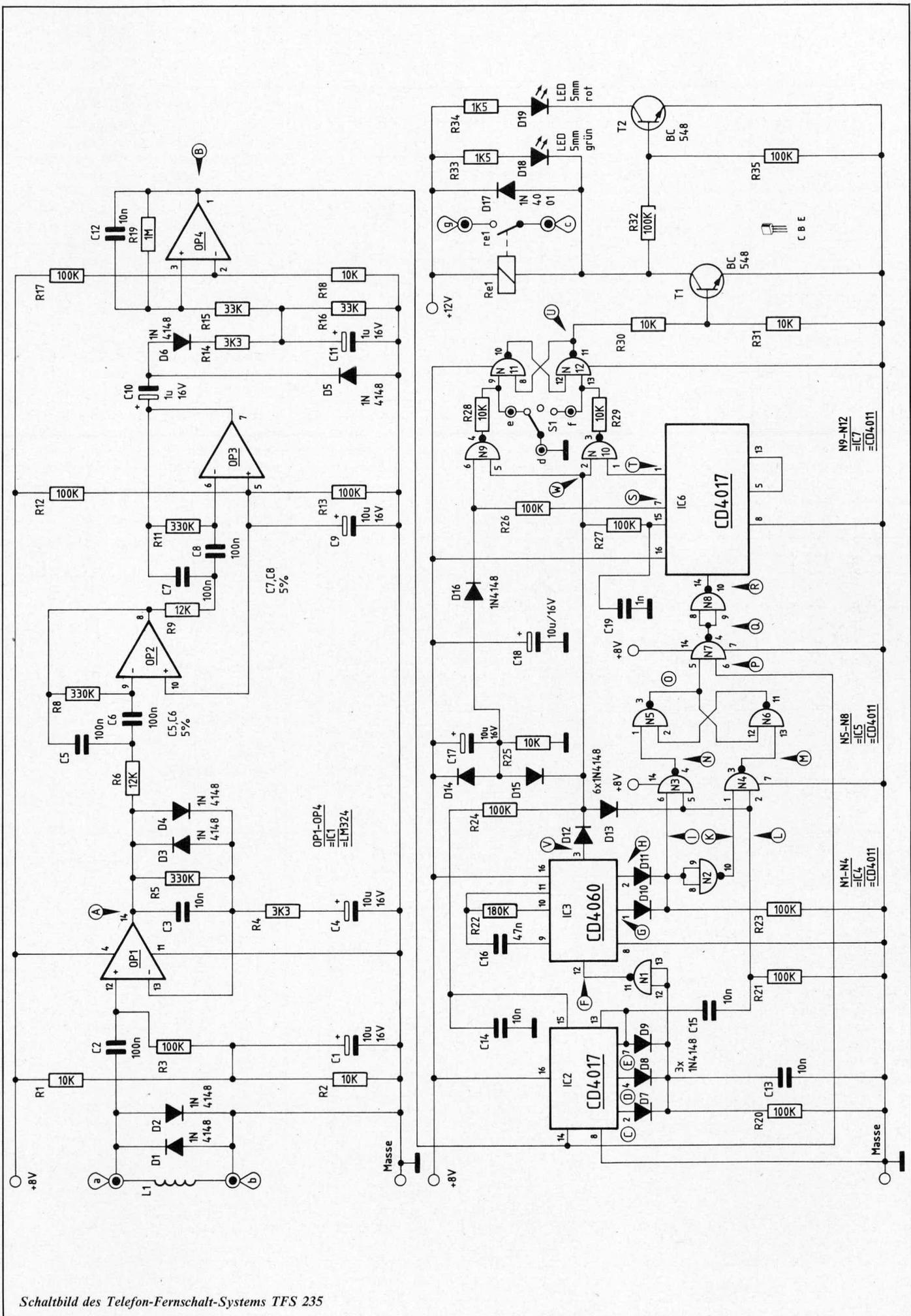
In unserem Fall sollte ein Einschaltvorgang ausgelöst werden (2 + 5 Klingelsignale), so daß der Ausgang Pin 1 (Bild 1, T) des IC 6 „high“-Potential führt, während der Übernahmeimpuls (Bild 1, W) an den Gattern N 9, N 10 ansteht. Hierdurch geht der Ausgang des Speichers N 11/N 12 (Pin 10) auf „high“ (Bild 1, U).

Über R 30 und T 1 wird das Relais Re 1 angesteuert und die Schuko-Steckdose ist eingeschaltet. Signalisiert wird dies durch Aufleuchten der grünen LED D 18, während ein ausgeschaltetes Relais durch Aufleuchten von D 19 optisch signalisiert wird.

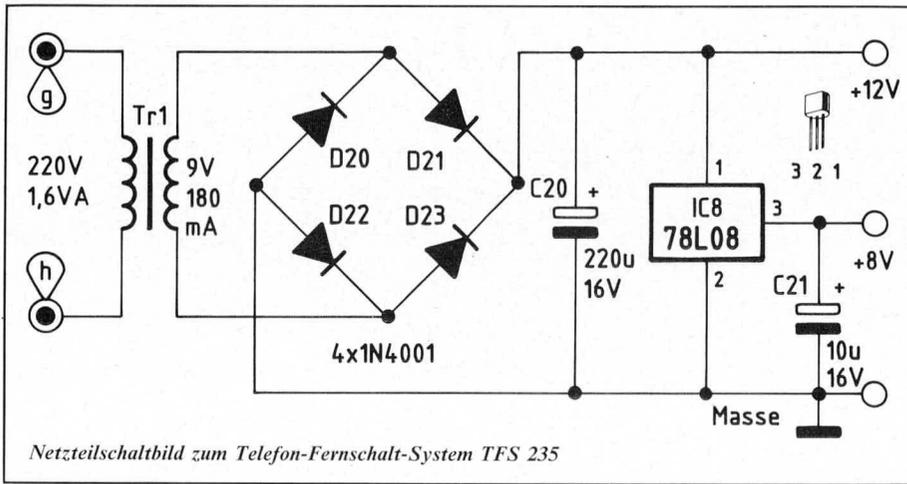
Gleichzeitig mit dem Übernahmeimpuls wird über R 24 das IC 2, über D 13 und N 3 der Speicher N 5/N 6 sowie über R 27 das IC 6 zurückgesetzt. Die Anlage befindet sich wieder in ihrem Ausgangszustand, mit Ausnahme des Speichers N 11/N 12, der seinen Zustand beibehält. Lediglich beim ersten Einschalten der Gesamtanlage wird über C 17, R 25 und D 16 auf dieser Speicher (über N 9) zurückgesetzt.

Mit Hilfe des Kippschalters (mit Mittelstellung) kann das Relais manuell ein- bzw. ausgeschaltet werden. Bleibt der Schalter in Stellung „Ein“ bzw. „Aus“, sind evt. auftretende Klingelsignale wirkungslos. Lediglich wenn sich S 1 in Mittelstellung befindet, können über Klingelsignale Schaltvorgänge ausgelöst werden.

Zur Stromversorgung dient ein kleines, ebenfalls im Steckergehäuse eingebautes kleines Netzteil. Die Elektronik wird über eine Festspannung von 8 V versorgt, während das Relais die unstabilierte Gleichspannung von ca. 12 V zum Schalten erhält.



Schaltbild des Telefon-Fernschalt-Systems TFS 235



Zum Nachbau

Der Aufbau dieses interessanten Gerätes ist verhältnismäßig einfach möglich. Hierzu tragen nicht zuletzt die beiden übersichtlich gestalteten Leiterplatten bei, auf denen sämtliche Bauelemente Platz finden.

Bei der Bestückung der Platine hält man sich genau an die Bestückungspläne. Zuerst werden die passiven und anschließend die aktiven Bauelemente auf die Platine gesetzt

und verlötet. Die beiden Leuchtdioden werden so eingebaut, daß der Abstand zwischen Bestückungsseite der Platine und höchstem Punkt des Diodengehäuses ca. 14 mm beträgt.

Die mechanische Verbindung der beiden Leiterplatten erfolgt über 4 Schrauben M 3 x 35 mm sowie zwei 15 mm lange Abstandshülsen. Die elektrische Verbindung erfolgt über 5 senkrecht von oben nach unten durchgelötete Silberdrahtabschnitte.

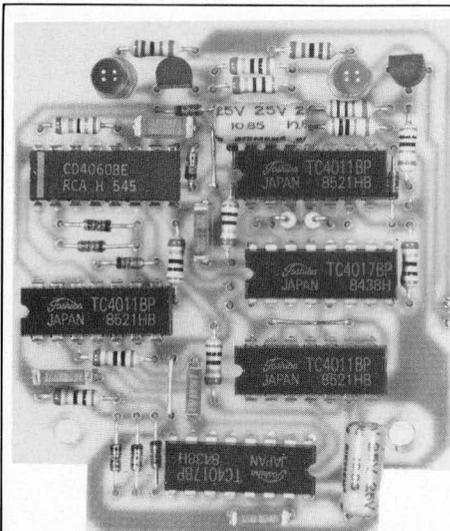
Die Verkabelung des angespritzten Schutzkontakt-Steckers erfolgt mit flexiblen isolierten Leitungen, die einen Querschnitt von mindestens 0,75 mm² aufweisen müssen.

Zum Anschluß der beiden Pole des Netzsteckers dienen 2 ca. 50 mm lange Zuleitungsabschnitte, die mit den Platinenanschlußpunkten „g“ und „h“ verlötet werden.

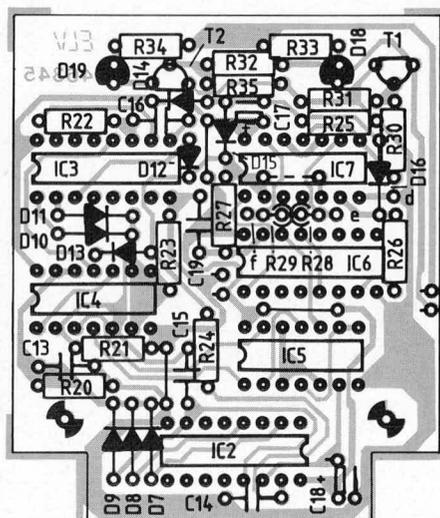
Der Schutzkontakt des Schuko-Steckers wird zum einen an den entsprechenden Schutzkontakt der im Gehäuseoberteil integrierten Schutzkontakt-Steckdose gelötet und zum anderen an sämtliche von außen berührbaren Metallteile, d. h. Buchse und Kippschalterhals, und zwar über jeweils eine entsprechende Lötfläche.

Von den beiden Polen der Schuko-Steckdose wird der eine mit dem Platinenanschlußpunkt „h“ und der andere mit dem Platinenanschlußpunkt „c“ verbunden.

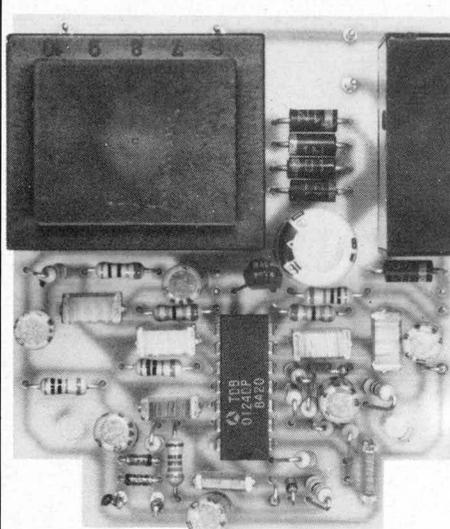
Nachdem der Einbau in einem, den Sicherheitsvorschriften entsprechenden Gehäuse ordnungsgemäß abgeschlossen ist, braucht nur noch der Telefonadapter angeschlossen und am Telefon positioniert zu werden und dem Einsatz dieses interessanten Gerätes steht nichts mehr im Wege.



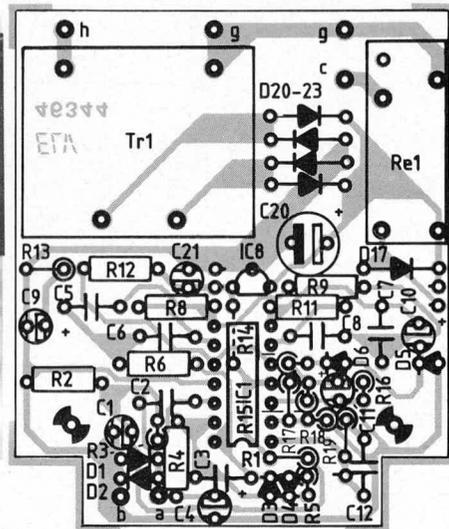
Ansicht der fertig bestückten Digitalplatine



Bestückungsseite der Digitalplatine



Ansicht der fertig bestückten Eingangs- und Netzteilplatine



Bestückungsseite der Eingangs- und Netzteilplatine

Stückliste:

Telefon-Fernschalt-System

Halbleiter

IC 1	LM 324
IC 2, IC 6	CD 4017
IC 3	CD 4060
IC 4, IC 5, IC 7	CD 4011
IC 8	78 L 08
T 1, T 2	BC 548
D 1-D 16	1 N 4148
D 17, D 20-D 23	1 N 4001
D 18	LED 5 mm grün
D 19	LED 5 mm rot

Kondensatoren

C 1, C 4, C 9	10 µF/16 V
C 2, C 5-C 8*	100 nF
C 3, C 12-C 15	10 nF
C 10, C 11	1 µF/16 V
C 16	47 nF
C 17, C 18	10 µF/16 V
C 19	1 nF
C 20	220 µF/16 V
C 21	10 µF/16 V

* Toleranz: 5 %

Widerstände

R 1, R 2, R 18, R 25, R 28-R 31	10 kΩ
R 3, R 12, R 13, R 17, R 20, R 21, R 23, R 24, R 26, R 27, R 32, R 35	100 kΩ
R 4, R 14	3,3 kΩ
R 5, R 8, R 11	330 kΩ
R 6, R 9	12 kΩ
R 15, R 16	33 kΩ
R 19	1 MΩ
R 22	180 kΩ
R 33, R 34	1,5 kΩ

Sonstiges

Tr 1	prim: 220 V/1,5 VA sek: 9 V/180 mA
S 1	Kippschalter, 1 x um + 0
Re 1	Siemens Kartenrelais, stehend 12 V/8 A
L 1	Telefonadapter
6	Lötstifte
1	Klinkenbuchse 3,5 mm
4	15 mm Abstandsröllchen
2	Schrauben M 3 x 35
40	cm isolierter Schalt draht
20	cm flexible Leitung 2 x 0,75 mm ²
20	cm Silberdraht

Miniatur VHF-Sender/Oszillator

Die Frequenz dieses VHF-Oszillators kann von einem Fernsehgerät empfangen werden bzw. es ist eine direkte Ankopplung des Oszillators an die HF-Eingangsbuchse des Fernsehgerätes möglich. Durch den zusätzlichen Modulationseingang erschließt sich der Schaltung ein weiterer Anwendungsbereich.

Allgemeines

In der Fernsehtechnik kann, ähnlich wie in der Rundfunktechnik, der Prüfsender zum Testen von Empfangsteilen eingesetzt werden. Hier ist ein Anwendungsgebiet dieses VHF-Oszillators gegeben.

Ein weiterer interessanter Anwendungsbe- reich erschließt sich diesem VHF-Oszilla- tor durch seinen Modulationseingang, der die Möglichkeit bietet, Videosignale in HF- Signale umzuwandeln, so daß sie über den HF-Eingang ins Fernsehgerät eingespeist werden können. In ähnlicher Form wird dies z. B. bei dem im „ELV journal“ Nr. 25 vorgestellten Bildmuster-generator prakti- ziert. Die erzeugten Gittermuster werden zur Modulation eines VHF-Oszillators herangezogen, um anschließend über die modulierte Hochfrequenz in den HF-Ein- gang eines Fernsehgerätes eingespeist zu werden.

Aus vorstehenden kurzen Ausführungen ist bereits die universelle Einsatzmöglich- keit dieser Schaltung zu erkennen.

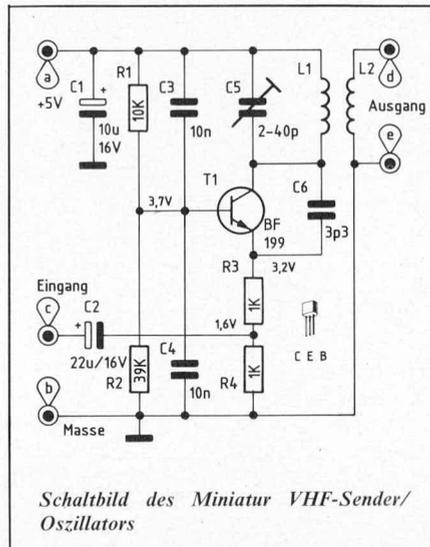
In diesem Zusammenhang weisen wir aus- drücklich auf die Bestimmungen der Deut- schen Bundespost hin, in denen ein aus- drückliches Verbot vor unberechtigter In- betrieblnahme von Sendern enthalten ist. Es ist daher beim Betrieb in der Bundesrep- ublick Deutschland und anderen Ländern mit entsprechenden Bestimmungen dafür Sorge zu tragen, daß keine HF-Störstrahlung (hier: Sendeleistung) abgestrahlt wird. Dies bedeutet in der Praxis, daß der Oszilla- tor in ein abgeschirmtes, HF-dichtes Ge- häuse einzubauen ist, bevor er an den HF-Ein- gang eines Fernsehgerätes angeschlossen wird.

Zur Schaltung

Der Oszillator ist mit einem einzigen Tran- sistor des Typs BF 199 mit geringer Zu- satzbeschaltung aufgebaut.

Mit den Widerständen R 1 und R 2 wird der Gleichspannungs-Arbeitspunkt des Tran- sistors T 1 festgelegt, während C 3 und C 4 eine wechselspannungsmäßige Fixierung der Basis von T 1 vornehmen.

Der Arbeits-Gleichstrom wird durch die Emitter-Widerstände R 3 und R 4 festgelegt



Schaltbild des Miniatur VHF-Sender/Oszillators

und beträgt bei einer Versorgungsspan- nung von 5 V ca. 1,6 mA. Dieser Strom fließt auch im Kollektorkreis über die Pri- mär-Wicklung der Spule L 1.

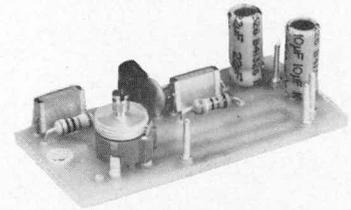
Die Modulationsspannung wird über den Kondensator C 2 in den Mittelpunkt der beiden Emitter-Widerstände eingespeist. Die Steuerspannung selbst kann im Bereich zwischen ca. 10 mV_{ss} bis hin zu 1,5 V_{ss} lie- gen, wobei sich der Modulationsgrad (AM) von wenigen Prozent bis hin zu 100 % verändert.

Der eigentliche Schwingkreis zur Bestim- mung der Sendefrequenz wird durch den Trimmer C 5 sowie die Primär-Wicklung der Spule L 1 dargestellt. Mit C 5 kann die Sendefrequenz im Bereich von ca. 174 MHz bis 230 MHz eingestellt werden (VHF-Kan- nal 6 bis 12).

Sowohl die Primär- als auch die Sekundär- Wicklung der Spule L 1 befindet sich in Print-Ausführung bereits auf der Leiter- platte.

Mit dem Kondensator C 6 wird ein Teil der Hochfrequenz zurückgekoppelt, damit der Oszillator einwandfrei schwingen kann.

Das HF-Ausgangssignal wird über die Sek- undärwicklung von L 1 (kurzer Leiter- bahnstreifen), die sich ebenfalls bereits auf der Platine befindet, ausgekoppelt.



Zum Nachbau

Obwohl Bauanleitungen im Hochfrequenz- bereich nicht immer als problemlos ange- sehen werden können, ist die hier vorge- stellte kleine Oszillatorschaltung auf einfa- che Weise nachzubauen. Dies liegt u. a. daran, daß keinerlei Spulen o. ä. speziell angefertigt werden müssen.

Aufgrund der verhältnismäßig hohen Oszil- latorfrequenz konnten die Wicklungen der beiden Spulen L 1 und L 2 in Print-Aus- führung auf der Leiterplatte realisiert wer- den.

Die im Kollektorkreis von T 1 liegende und im Zusammenhang mit C 5 frequenzbe- stimmende Spule L 1 besteht aus einer Lei- terbahnwicklung. Die zur Signalauskopplung dienende Wicklung L 2 wird lediglich durch einen kurzen, in der Nähe von L 1 verlaufenden Leiterbahnabschnitt reali- siert.

Die Bestückung der kleinen Platine wird in gewohnter Weise anhand des Bestückungs- planes durchgeführt. Nachdem alle Bau- elemente auf die Platine gesetzt und verlötet wurden, kann die Schaltung nach nochmaliger Überprüfung in ein abge- schirmtes, HF-dichtes Gehäuse eingebaut werden.

Die Frequenz kann in weiten Grenzen mit dem Trimmer-Kondensator C 5 verändert werden.

Für die Signalauskopplung verwendet man am besten eine Koaxialleitung.

Stückliste: Miniatur VHF-Sender/Oszillator

Halbleiter

T 1 BF 199

Kondensatoren

C 1 10 µF/16 V

C 2 22 µF/16 V

C 3, C 4 10 nF

C 5 2-40 pF Trimmer

C 6 3,3 pF

Widerstände

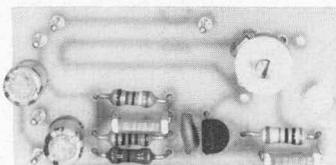
R 1 10 kΩ

R 2 39 kΩ

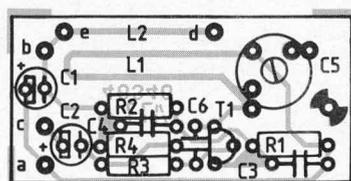
R 3, R 4 1 kΩ

Sonstiges

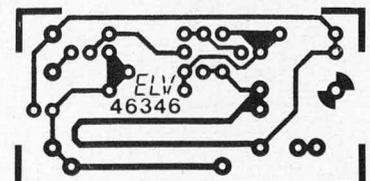
5 Lötstifte



Ansicht des fertig aufgebauten Miniatur VHF-Sender/Oszillators

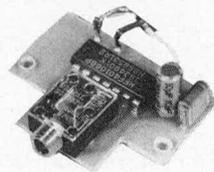


Bestückungsseite der Platine



Leiterbahnseite der Platine

Leitungstreiber



Um in digitalen Übertragungssystemen größere Distanzen überbrücken zu können, sind häufig zusätzliche Leitungstreiber erforderlich. Die hier vorgestellte Schaltung arbeitet in einem weiten Frequenz- und Versorgungsspannungsbereich. Sie ist zum Beispiel auch zur Verlängerung der Zuleitungen von der Feuchte-Sensor-Schaltung zur Basis-Station der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 geeignet.

Allgemeines

Leitungen zur elektrischen Verbindung von Ansteuerstufe (Sender) und zugehöriger Eingangsstufe (Empfänger) in drahtgebundenen Systemen besitzen neben dem rein ohmschen Innenwiderstand (Leitungswiderstand) außerdem einen induktiven sowie einen kapazitiven Anteil.

Speziell in schnellen digitalen Übertragungssystemen spielt der kapazitive Anteil eine nicht zu unterschätzende Rolle. Pro Meter Leitungslänge wird der Ansteuerungsausgang (Leitungstreiber) mit einer bestimmten, meist nicht zu vernachlässigenden Kapazität belastet. Je schneller die Übertragungsgeschwindigkeit, desto gravierender wirkt sich dieser kapazitive Anteil aus.

Die Eigenkapazität pro Meter Leitungslänge ist bei den verschiedenen Zuleitungstypen unterschiedlich und liegt in der Größenordnung von ca. 200 pF pro Meter, d. h. eine entsprechende Leitung mit 1 m Länge besitzt eine Eigenkapazität von ca. 200 pF, während die gleiche Leitung bei einer Länge von 10 m 2 nF Eigenkapazität besitzt ($10 \text{ m} \times 200 \text{ pF/m} = 2000 \text{ pF} = 2 \text{ nF}$).

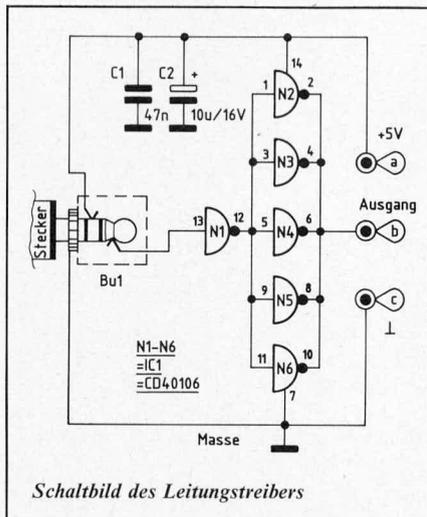
Daraus ist ersichtlich, daß die Belastung sowohl bei größerer Leitungslänge als auch bei höherer Frequenz ansteigt.

Überschreitet die Leitungslänge und damit die Leitungskapazität einen bestimmten Wert, so ist ein entsprechender Steuerausgang nicht mehr in der Lage, den erforderlichen Strom zum Erreichen der vollen Signalamplitude zu liefern. Die Leitungslänge wird dann auf eine Länge begrenzt, bei der die Ansteuerschaltung ein einwandfreies Signal liefert. Am Ende der Leitung wird eine Pufferstufe, der sogenannte Leitungstreiber, eingefügt, der seinerseits wieder eine bestimmte zusätzliche Leitungslänge bei einwandfreien Signalformen treiben kann. Zusätzlich wird eine Signalformung vorgenommen, um wieder einwandfreie Rechteckkurvenformen zu erhalten.

Zur Schaltung

Die Schaltung dieses Leitungstreibers ist denkbar einfach. Sie besteht aus 6 Invertern mit Schmitt-Trigger-Eingängen, die in einem einzigen IC integriert sind.

Am Eingang befindet sich eine 3polige Klinkenbuchse, die für einen entsprechenden Stecker mit 3,5 mm Durchmesser ausgelegt ist. Der äußere Anschluß stellt die Schaltungsmasse, der mittlere die positive Versorgungsspannung und der vordere (Steckerspitze) die Signalleitung dar.



So kann z. B. das Ende einer 5 m langen Zuleitung, die von einer Feuchtesensorschaltung kommt, über eine 3,5 mm Klinkenbuchse direkt angeschlossen werden. Selbstverständlich kann man auch auf Buchse und Stecker verzichten und die Zuleitung direkt an die entsprechenden Anschlüsse der Platine löten. Dies ist sogar noch etwas günstiger, da auch Stecker und Buchse eine gewisse zusätzliche Kapazität bilden.

Das Rechtecksignal gelangt auf den Eingang (Pin 13) des Inverters N 1, dessen Ausgang (Pin 12) die 5 parallel geschalteten Eingänge der Inverter N 2 bis N 6 ansteuert.

Die Ausgänge dieser Inverter sind ebenfalls wieder parallel geschaltet, um so einen höheren Ausgangsstrom treiben zu können.

An den Treiberausgang (Platinenanschlußpunkt b) kann eine Verlängerungsleitung gelötet werden, die bis zu einer Länge von 10 m zuverlässig getrieben wird.

Das Ende der Verlängerung kann entweder direkt oder auch über eine Stecker-Buchsen-Kombination mit der Eingangsschaltung (Empfänger) z. B. der ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000 oder einem weiteren Leitungstreibereingang verbunden werden.

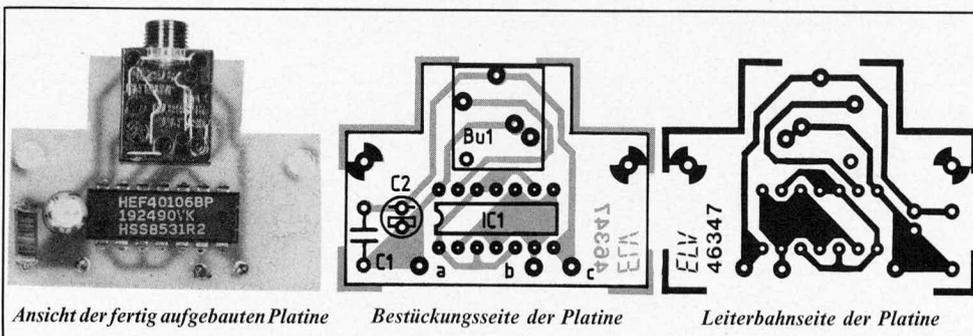
Die Versorgungsspannung, die mit den Kondensatoren C 1 und C 2 gepuffert wird, erhält die Schaltung direkt aus der Betriebsspannung der Ansteuer- oder der Empfängerschaltung (wie hier z. B. ELV-Komfort-Wetterstation WS 7000).

Die Betriebsspannung kann im Bereich zwischen + 5 V und + 15 V liegen, wobei die Stromaufnahme von der Frequenz und der zu treibenden Leitungskapazität abhängt. Sie kann im Bereich zwischen ca. 0,1 mA und 10 mA liegen. Im Ruhezustand bzw. bei sehr niedrigen Frequenzen bewegt sich die Stromaufnahme nur bei wenigen Mikroampere.

Zum Nachbau

Insgesamt befinden sich auf der Platine maximal 4 Bauteile, und zwar das IC, die beiden Kondensatoren und die 3,5 mm Klinkenbuchse. Letztere kann, falls gewünscht, entfallen, wenn die Zuleitung direkt an die Platine gelötet werden soll. Für den Ausgang sind 3 Lötstifte auf der Platine vorgesehen.

Nachdem die Schaltung fertiggestellt und überprüft wurde, kann sie in ein kleines, möglichst spritzwassergeschütztes Gehäuse eingebaut werden. Denkbar ist auch, die komplette Schaltung zu vergießen.



Stückliste: Leitungstreiber

Halbleiter

IC 1 CD 40106

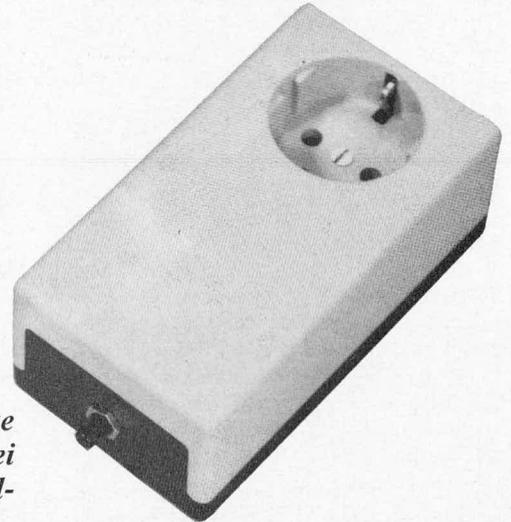
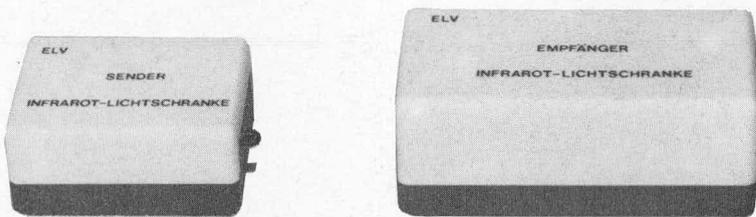
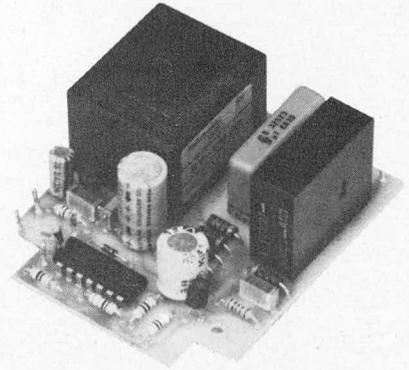
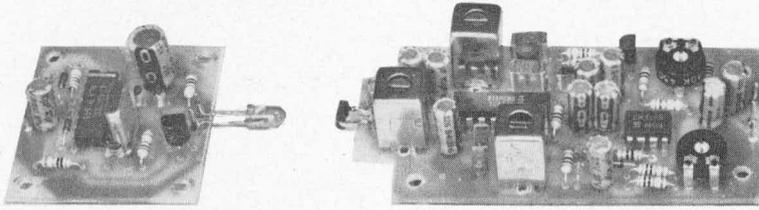
Kondensatoren

C 1 47 nF
C 2 10 µF/16 V

Sonstiges

3 Lötstifte
1 Print Klinkenbuchse, 3,5 mm

Störsichere Infrarot-Lichtschranke mit hoher Reichweite



Mit dieser in professioneller Technik aufgebauten IR-Lichtschranke läßt sich eine Reichweite ohne zusätzliche Optik von über 20 m (!) bei großer Störsicherheit erzielen. Der Aufbau ist trotz der anspruchsvollen Schaltung recht einfach und preiswert durchzuführen.

Allgemeines

Bei der Konzeption zu dieser universell einsetzbaren Infrarot-Lichtschranke haben wir auf gute Empfindlichkeit bei hoher Störsicherheit sowie große Nachbausicherheit besonderen Wert gelegt. Das hervorstechendste Merkmal ist jedoch die für Infrarot-Lichtschranken außerordentlich große Reichweite von über 20 m, und zwar ohne jegliche zusätzliche Optik, wie Vorsatzlinsen, Reflektoren u. ä.

Aufgrund der universellen Schaltungsanlegung kann die IR-Lichtschranke sowohl mit getrennt plaziertem Sender und Empfänger als auch als Reflexionslichtschranke (bei halbiertes Reichweite) eingesetzt werden.

Für die Anwendungen seien hier stellvertretend nur einige markante Einsatzbeispiele aufgeführt:

- Eines der interessantesten Anwendungsgebiete dürfte wohl der Einsatz als Alarmanlage sein, wobei Fenster, Türen oder andere Durchgänge abgesichert werden können.
- Das Schalten von Türöffnern, Garagentoren, Beleuchtungen o. ä. stellt ein weiteres interessantes Anwendungsfeld dar.
- Durch die große Reichweite können ganze Räume bzw. Hausfronten per Infrarotlichtstrahl überwacht werden.

- Abschließend sei noch der Einsatz als Abtast-Element einer Zählvorrichtung genannt, sei es für kleine Teile, wie Bauelemente oder auch Personen oder Autos.

Vorstehend aufgeführte Beispiele lassen erkennen, wie vielfältig die Einsatzmöglichkeiten einer solchen universell ausgelegten Lichtschranke sind.

Prinzipielle Funktionsweise

Der Infrarot-Sender strahlt über eine entsprechende leistungsfähige Infrarot-Sendediode IR-Licht mit einer Frequenz von 56 kHz aus. Das Tastverhältnis beträgt hierbei 1 : 8. Zusätzlich wird eine Amplitudenmodulation mit einem Modulationsgrad von 100 % und einer Frequenz von 3,5 kHz bei einem Tastverhältnis von 1 : 2 vorgenommen.

Eine entsprechende Infrarot-Empfängeriode mit integriertem Infrarotfilter empfängt nun die Signale des Senders. Ein nachgeschalteter, hochempfindlicher und schmalbandiger Verstärker bereitet diese Signale so auf, daß sie zur Ansteuerung eines Relais geeignet sind. Über das Relais können dann bei Unterbrechungen des Lichtstrahls vom Sender zum Empfänger beliebige elektrische Geräte mit Strömen bis zu 8 A bei 220 V Wechselspannung betrieben werden (auch Alarm-Sirenen, Steuereinrichtungen usw.).

Zur Schaltung

Der IR-Sender

Der IR-Sender besteht aus einer Hochstrom-Impuls-Schaltstufe sowie einem quarzgesteuerten Oszillator/Teiler, der zur Ansteuerung dient.

Mit dem IC 1 des Typs CD 4060 ist in Verbindung mit einem 3,579545 MHz Quarz und Zusatzbeschaltung ein stabiler Oszillator aufgebaut.

Die Quarzfrequenz wird intern im IC 1 heruntergeteilt, und zwar soweit, daß an Pin 15 ein 3,5 kHz Rechtecksignal mit einem Tastverhältnis von 1 : 2 ansteht. Dieses Signal wird über R 2 zum Ansteuern des Darlington-Schalttransistors T 1 herangezogen.

Über die weiteren höher frequenten Ausgänge (Pin 4, 5, 7) wird dieses 3,5 kHz Steuersignal mit einer Frequenz von 56 kHz bei einem Tastverhältnis von 1 : 8 getaktet, d. h. es stehen sehr schmale Steuerimpulse an der Basis von T 1 an.

Über die Kollektor-Emitter-Strecke von T 1 wird die IR-Sendediode mit hohen Stromimpulsen angesteuert. Durch die doppelte Taktung ergibt sich ein mittlerer Strom, der nur einem 16tel des Spitzenstromes entspricht, wobei eine hervorragende Effektivität erzielt wird.

R 3 dient in Verbindung mit C 5 zur Entkopplung und Pufferung der hohen Sendestromimpulse, während R 4 zur Strombegrenzung dient.

In der vorliegenden Dimensionierung liegt der Spitzenstrom durch die IR-Sendediode bei ca. 600 mA. Dies ist eine relativ schonende Betriebsweise, sowohl für die Diode als auch für den Steuertransistor. Die Anordnung ist daher für jahrelangen Dauerbetrieb geeignet, wobei die Lebenserwartung der entsprechenden Bauelemente sehr groß ist. Hinsichtlich der Reichweite sind zuverlässig Distanzen von 10 m zu überbrücken, wobei auch Werte darüber bei feinfühler Einstellung (Ausrichtung und Empfängerabgleich) möglich sind.

Noch größere Reichweiten, bis 20 m und mehr, sind durch Erhöhen des Impulsstromes durch die IR-Sendediode möglich. Hierzu ist R 4 zu verkleinern. Ein Wert von $4,7 \Omega$ entspricht ungefähr einer Verdoppelung des Sendestromes. Dies ist gleichzeitig der Wert, den man der Schaltung guten Gewissens in Dauerbetrieb zumuten kann.

Der Extremfall, bei dem R 4 durch eine Brücke ersetzt wird ($R 4 = 0 \Omega$) ergibt einen Diodenspitzenstrom von ca. 1,5 A. In Verbindung mit dem Gesamttastrhältnis wird die Sendediode damit hart an die Grenze ihrer maximal zulässigen Verlustleistung gefahren. Dies erkennt man allein an der Erwärmung der Sendediode. In dieser Betriebsart sind Reichweiten der Lichtschranke von deutlich über 20 m erreichbar. Für den längerfristigen Dauerbetrieb sollte man davon jedoch Abstand nehmen, da mit einer verkürzten Lebensdauer zu rechnen ist, jedoch eine genaue Aussage darüber nicht gemacht werden kann.

Abschließend sei noch erwähnt, daß bei kurzen Distanzen (z. B. 1 m), zur Reduzierung der Stromaufnahme, R 4 ohne weiteres auf 100Ω vergrößert werden kann. Ggf. ist der günstigste Wert (zuverlässige Arbeitsweise bei geringstem Strombedarf des Senders) experimentell zu ermitteln.

Der IR-Empfänger

Das vom Sender abgestrahlte Signal gelangt auf die IR-Empfängerdiode D 5 des Typs BP 104. Hier ist bereits vom Hersteller ein entsprechender Infrarotfilter vorge-schaltet, so daß die Beeinträchtigung durch das Tageslicht gering ist.

Über R 5/C 7 wird der Diode die entkoppelte Versorgungsspannung zugeführt. Das empfangene IR-Signal moduliert jetzt den durch die Diode D 5 hindurchfließenden Sperrstrom, der anschließend über L 1 nach Masse abfließt.

L 1 stellt in Verbindung mit C 6 einen Schwingkreis dar, der genau auf die Sendefrequenz von 56 kHz abgestimmt wird. Auf die verhältnismäßig einfach durchzuführenden Abgleicharbeiten gehen wir im weiteren Verlauf dieses Artikels noch näher ein.

L 2 stellt die 2. Wicklung des Übertragers Tr 1 dar, mit deren Hilfe das Empfangssignal ausgekoppelt und auf den symmetrischen Eingang (Pin 1 und 2) des IC 2 gegeben wird.

Durch die gute Selektivität des Eingangsschwingkreises (L 1, C 6) wird eine ausgezeichnete Störunterdrückung in Verbindung mit einer hohen Übertragungszuverlässigkeit erreicht.

Nachdem das im 3,5 kHz Raster getaktete 56 kHz Signal in der im IC 2 integrierten Vorstufe verstärkt wurde, steht es an Pin 15 des IC 2 zur Verfügung. Dieser verhältnismäßig hochohmige Ausgang (Pin 15) arbeitet auf einen weiteren, aus L 3/C 9 bestehenden Schwingkreis, der ebenfalls auf 56 kHz abgestimmt ist.

Die Auskopplung erfolgt mittels L 4. Anschließend gelangt das Signal über C 10 auf die Basis des als Demodulator geschalteten Transistors T 3.

In Verbindung mit R 10 und C 17 folgt die Spannung am Emitter von T 3 der Hüllkurve des amplitudenmodulierten Empfangssignals.

Wie wir uns erinnern, besteht die Amplitudenmodulation des Sendesignals in einer 3,5 kHz Taktung, so daß am Emitter von T 3 jetzt ein 3,5 kHz-Signal anliegt. Da es sich hierbei um sehr kleine Amplituden handelt, ist es erforderlich, einen Demodulator zu verwenden, der bereits entsprechend kleine Signale verarbeiten kann. Eine herkömmliche Diodengleichrichtung kommt hierfür nicht in Betracht.

Zum Erreichen der hohen Ansprechempfindlichkeit wird in Verbindung mit R 7, C 11 und T 2 eine Konstantspannung erzeugt, die ungefähr die gleiche Größe wie der Basis-Emitter-Spannungsabfall an T 3 besitzt. Aus diesem Grunde ist T 2 auch nicht in seiner Funktion als Transistor, sondern als Diode geschaltet. Über R 6 wird diese Vorspannung auf die Basis von T 3 zur Festlegung des Arbeitspunktes gegeben. Bereits sehr kleine Steueramplituden reichen jetzt aus, um am Emitter von T 3 ein demoduliertes Signal zu erhalten.

Über C 18 wird das demodulierte und gleichzeitig gepufferte Signal mit einer Frequenz von 3,5 kHz (Modulationsfrequenz) ausgekoppelt. Anschließend gelangt es auf den Eingang (Pin 12) des im IC 2 integrierten Zwischenfrequenzverstärkers.

Der Ausgang (Pin 7) arbeitet wiederum auf einen Schwingkreis, der in unserem Fall aus L 5 und C 16 besteht. Die Mittenfrequenz wird allerdings nicht auf 56 kHz, sondern auf 3,5 kHz, entsprechend der Modulationsfrequenz abgestimmt. Hierdurch erreicht man eine weitere Empfindlichkeits- und Selektivitätssteigerung.

Über R 11 gelangt das Signal auf den Eingang (Pin 3) des als Spitzenwertgleichrichter geschalteten OP 1. D 7 dient zur Begrenzung der negativen Amplitude.

Am Ladekondensator C 21 steht eine Gleichspannung zur Weiterverarbeitung an, die sich in Abhängigkeit vom Eingangssignal ändert.

Solange der Infrarotlichtstrahl vom IR-Sender ungehindert zum Empfänger gelangt, steht an C 21 eine Spannung von einigen 100 mV bis maximal 2 V an. In gewissen Grenzen hängt diese Spannung von Sendeleistung und Abstand „Sender-Empfänger“ ab.

Über R 15 wird der als Komparator mit geringer Hysterese geschaltete OP 2 angesteuert.

Die mit R 13 einstellbare Ansprechschwelle wird so gewählt, daß im Normalbetrieb der Komparator durchgeschaltet ist, d. h. der Ausgang des OP 2 (Pin 7) liegt auf „high“-Potential (ca. 9 V).

Wird jetzt der Infrarotlichtstrahl vom IR-Sender zum Empfänger unterbrochen, fällt die Spannung an C 21 auf nahezu 0 V ab und der Ausgang des OP 2 (Pin 7) schaltet auf „low“-Potential (ca. 0 V).

Die Ansprechgeschwindigkeit (nicht zu verwechseln mit der Ansprechempfindlichkeit) kann mit R 17 vorgegeben werden. Befindet sich R 17 am Linksanschlag (ca. 0Ω), so reichen bereits sehr kurze Lichtstrahlunterbrechungen aus (ca. 0,1 Sekunde), um einen Schaltvorgang auszulösen. Wird R 17 hingegen auf Rechtsanschlag gedreht (maximaler Widerstand), so muß der Lichtstrahl schon für ca. 1 Sekunde unterbrochen werden, um die Schaltung ansprechen zu lassen.

Mit R 13 wird, wie bereits erwähnt, die Komparatorschaltswelle und damit die Ansprechempfindlichkeit vorgegeben. Die Schaltschwelle sollte so gewählt werden, daß kleine Schwankungen der Lichtintensität, z. B. hervorgerufen durch Netzspannungsschwankungen, Staubwirbel zwischen Sender und Empfänger, Regen o. ä. keinen Alarm auslösen. Experimentell kann dies jedoch im praktischen Einsatzfall sehr leicht ermittelt werden, da die Einstellung insgesamt unkritisch ist.

Abschließend wollen wir noch auf eine Besonderheit des Empfängers hinweisen.

Das an Pin 7 des IC 2 anstehende 3,5 kHz-Signal wird über D 6 und R 8 auf den Pufferkondensator C 15 gegeben. Die hier anstehende, dem Ausgangssignal proportionale Gleichspannung gelangt auf den Steuereingang Pin 9 des IC 2.

Sie dient zur automatischen Verstärkungsregelung des Zwischenfrequenzverstärkers. Hierdurch werden zum einen langsam auftretende Lichtintensitätsschwankungen ausgeglichen und zum anderen wird eine automatische Anpassung an unterschiedliche Entfernungen vorgenommen. R 9 dient zur Festlegung der Entladezeitkonstanten von C 15.

Stromversorgung und Digitalteil

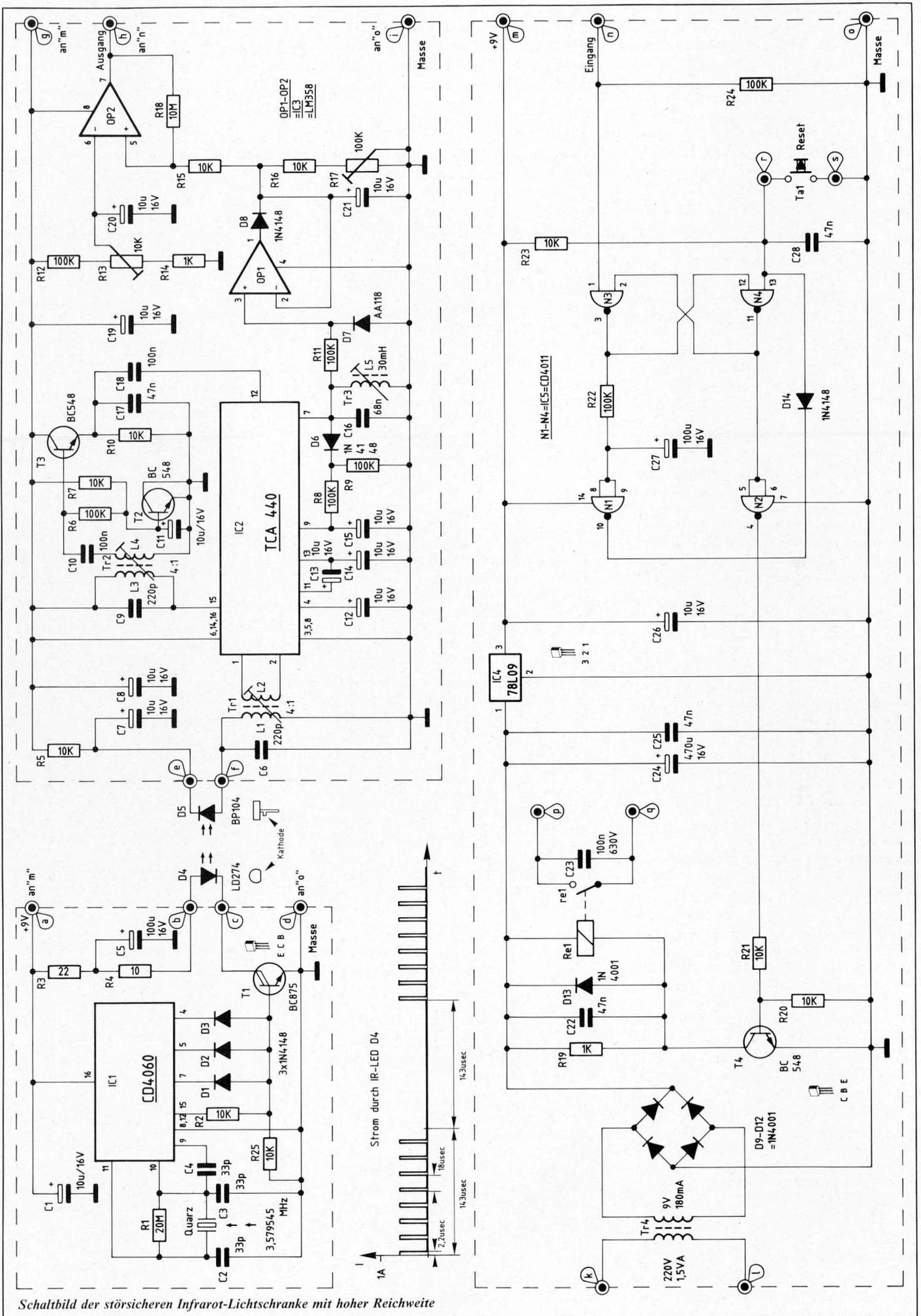
Am Ausgang des OP 2 (Pin 7) liegt bei ungestörtem Betrieb der Lichtschranke ein „high“-Signal (ca. 9 V) an. Im Alarmfall wechselt das Potential kurzzeitig auf „low“ (ca. 0 V).

Dieser Impuls wird auf den Eingang (Pin 1) des Gatters N 3 gegeben.

N 3 stellt in Verbindung mit N 4 einen Speicher dar, der über N 1 und D 14 an seinem zweiten Eingang (Pin 13 von N 4) automatisch nach ca. 10 Sekunden zurückgesetzt wird.

Die Zeitdauer, nach der das automatische Zurücksetzen erfolgt, wird durch R 22/C 27 bestimmt und kann in weiten Grenzen individuellen Erfordernissen angepaßt werden.

Zusätzlich kann über die Taste Ta 1 vorzeitig manuell zurückgesetzt werden, sofern der Alarmgrund nicht mehr vorliegt.



Schaltbild der stör-sicheren Infrarot-Lichtschranke mit hoher Reichweite

Läßt man D 14 entfallen, ist die automatische Zurücksetzung außer Betrieb, d. h. der Alarmzustand wird solange gespeichert, bis über Ta 1 die Anlage manuell zurückgesetzt wird.

Der Ausgang des Gatters N 4 (Pin 11) steuert über den Inverter N 2 den Schalttransistor T 4 an, dessen Kollektor-Emitter-Strecke das Relais Re 1 schalten läßt.

Der Relaiskontakt kann wahlweise potentialfrei die verschiedensten Schaltvorgänge auslösen oder aber auch direkt in den Stromkreis eines 220 V-Wechselspannungsverbrauchers eingefügt werden. Die Schaltleistung liegt bei 8 A/220 V, entsprechend 1760 VA.

Die Stromversorgung der gesamten Schaltung erfolgt direkt aus dem 220 V Netz über einen kleinen 9 V Trafo, in Verbindung mit einem 9 V Festspannungsregler. Das Relais wird direkt aus der unstabilierten Versorgungsspannung, die bei ca. 12 V liegt, versorgt.

Zum Nachbau

Bei der Bestückung der drei Platinen hält man sich genau an die Bestückungspläne. Zunächst werden die niedrigen und anschließend die höheren Bauelemente auf die Platine gesetzt und verlötet.

Bei den Übertragern Tr 1 bis Tr 3 handelt es sich um identische Typen. Bei Tr 3 wird lediglich die Primärwicklung als Induktivität benutzt, während die Sekundärwicklung unbeschaltet bleibt.

Auf die korrekte Einbaulage muß jedoch sorgfältig geachtet werden. Die Beschriftungsseite des Abschirmgehäuses ist der Sekundärseite zugewandt (L 2, L 4), während die gegenüberliegende Seite die Primärwicklung darstellt (L 1, L 3, L 5).

Die Empfängerdiode wird an 2 Lötstifte gelötet, damit die Frontfläche (bestrahlungsempfindliche Fläche) senkrecht zur Platine weist.

Empfänger- und Senderplatine können in geeignete Kunststoffgehäuse eingebaut werden.

Für den Digitalteil mit dem Netzteil kann entweder ein „normales“ passendes Kunststoffgehäuse oder aber auch ein Steckergehäuse mit integrierter Schutzkontakt-Steckdose Verwendung finden. Für letztgenannten Fall ist dann die Installation besonders einfach, da ein zu schaltender Verbraucher einfach in die Schuko-Steckdose der Anlage gesteckt wird. Das Relais Re 1 schaltet dann diese Steckdose.

Hierzu werden zunächst die Platinenanschlußpunkte „k“ und „l“ über 2 flexible isolierte Leitungen mit den beiden Polen des Schutzkontakt-Steckers verbunden. Außerdem wird an den Schutzkontakt-Stecker der Steckdose ebenfalls eine flexible isolierte Leitung angelötet, deren Länge ca. 10 cm beträgt.

Jetzt kann die Netzteilplatine mit 2 Schrauben M 3 x 5 mm mit dem Gehäuseunterteil fest verschraubt werden.

Als nächstes wird das andere Ende der an den Schutzkontakt des Steckers angeschlossenen Zuleitung mit dem Schutzkon-

takt der im Gehäuseoberteil integrierten Schuko-Steckdose verbunden.

Soll das Relais zum Schalten der im Gehäuseoberteil integrierten Schuko-Steckdose dienen, wird vom Platinenanschlußpunkt „k“ zum Platinenanschlußpunkt „p“ eine kurze Verbindungsleitung gezogen. Anschließend werden die beiden Pole der Schuko-Steckdose mit dem Platinenanschlußpunkt „l“ und „q“ verbunden.

Nachdem das Gehäuseoberteil aufgesetzt und fest verschraubt wurde, wenden wir uns dem Abgleich und der Inbetriebnahme der Gesamtschaltung zu.

Abgleich und Inbetriebnahme

Nachdem die Bestückung nochmals sorgfältig kontrolliert wurde, nimmt man zuerst den Digitalteil mit dem Netzteil in Betrieb.

Mit einem Voltmeter überprüft man die Versorgungsspannung vor und hinter dem Spannungsregler.

Bei ausgeschaltetem Relais liegt die unstabilierte Versorgungsspannung bei 12 bis 15 V und bei angezogenem Relais zwischen 11 bis 13 V.

Die stabilisierte Festspannung muß bei 9 V \pm 0,5 V liegen.

Ist der Eingang (Platinenanschlußpunkt „n“) des Digitalteils unbeschaltet, wird er über R 24 auf Masse gezogen. Dies kommt einer Alarmauslösung gleich, d. h. Relais Re 1 zieht sofort nach Anlegen der Betriebsspannung an. Wird die Reset-Taste Ta 1 betätigt, fällt Re 1 ab, um sofort nach Loslassen von Ta 1 wieder anzuziehen, da der Alarmgrund noch nicht beseitigt ist. Nach Ablauf von ca. 10 sec (Zeitkonstante R 22/C 27) fällt Re 1 endgültig ab (es sei denn D 14 für Auto-Reset ist nicht eingebaut).

Ist diese Überprüfung zur Zufriedenheit verlaufen, wird der Sender über eine 2adrige isolierte, flexible Zuleitung mit der 9 V Stromversorgung des Netzteils verbunden. Beim Empfänger nimmt man als Zuleitung zweckmäßigerweise eine 2adrige abgeschirmte Zuleitung, wobei die Isolierung die Masseverbindung darstellt.

Die Stromaufnahme des Senders liegt bei ca. 50 mA (R 4 = 10 Ω) bzw. ca. 100 mA (R 4 = 0 Ω) und die des Empfängers bei rund 10 mA.

Zum eigentlichen Abgleich werden jetzt Sender und Empfänger in einem Abstand von ca. 1 m aufgestellt und zueinander ausgerichtet, d. h. die Sendediode muß genau in Richtung Empfängerdiode weisen.

Am Emitter des Transistors T 3 wird mit einem hochohmigen Voltmeter die Spannung gemessen (Meßbereichsendwert 0,2 V oder 2 V).

Durch langsames Verdrehen des Ferritkerns von Tr 1 wird jetzt ein Spannungsmaximum gesucht. Anschließend wird der Kern von Tr 2 ebenfalls soweit verdreht, bis sich die Spannung am Emitter von T 3 nochmals erhöht und sich auf ihrem Maximalwert befindet. Anschließend kann man die Einstellung von Tr 1 und Tr 2 nochmals durch wechselseitiges geringfü-

Stückliste: Störsichere IR-Lichtschranke Sender

Halbleiter

IC 1	CD 4060
T 1	BC 875
D 1-D 3	1 N 4148
D 4	LD 274

Kondensatoren

C 1	10 μ F/16 V
C 2-C 4	33 pF
C 5	100 μ F/16 V

Widerstände

R 1	20 M Ω
R 2, R 25	10 k Ω
R 3	22 Ω
R 4	10 Ω

Sonstiges

4 Lötstifte
1 Quarz 3,579545 MHz
2 Schrauben M 3 x 5

Netz- und Schaltteil

Halbleiter

IC 4	78 L 09
IC 5	CD 4011
T 4	BC 548
D 9-D 13	1 N 4001
D 14	1 N 4148

Kondensatoren

C 22, C 25, C 28	47 nF
C 23	100 nF/630 V
C 24	470 μ F/16 V
C 26	10 μ F/16 V
C 27	100 μ F/16 V

Widerstände

R 19	1 k Ω
R 20, R 21, R 23	10 k Ω
R 22, R 24	100 k Ω

Sonstiges

Tr 4	prim. 220 V/1,5 VA sek. 9 V/180 mA
Re 1	Siemens Kartenrelais, 12 V/8 A, stehend
Ta 1	Taster, Schließer
9 Lötstifte	
4 Schrauben M 3 x 5	

Empfänger

Halbleiter

IC 2	TCA 440
IC 3	LM 358
T 2, T 3	BC 548
D 5	BP 104
D 6, D 8	1 N 4148
D 7	AA 118

Kondensatoren

C 6, C 9	220 pF
C 7, C 8	10 μ F/16 V
C 10, C 18	100 nF
C 11-C 15, C 19-C 21	10 μ F/16 V
C 16	68 nF
C 17	47 nF

Widerstände

R 5, R 7, R 10, R 15, R 16, ...	10 k Ω
R 6, R 8, R 9, R 11, R 12	100 k Ω
R 13	10 k Ω , Trimmer liegend
R 14	1 k Ω
R 17	100 k Ω , Trimmer liegend
R 18	10 M Ω

Sonstiges

Tr 1-Tr 3	CEC D 377
4 Schrauben M 3 x 5	
5 Lötstifte	

giges Verdrehen optimieren. Diese Einstellungen sind insgesamt unkritisch und daher einfach durchzuführen.

Als nächstes wird das Voltmeter an Pin 9 des IC 2 angeschlossen. Gemessen wird immer nach Schaltungsmasse (0 V).

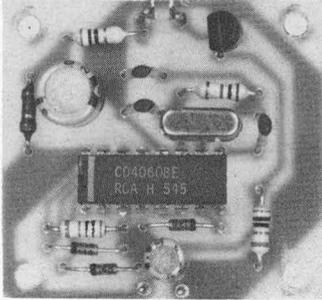
Nun verdrehen wir den Kern von Tr 3 soweit, bis sich auch an Pin 9 des IC 2 eine maximale Spannung einstellt. Sollte sich hier keine eindeutige Position ergeben, kann dies daran liegen, daß aufgrund des

geringen Abstandes (1 m) der Zwischenfrequenzverstärker durch die Steuerspannung an Pin 9 bereits weitgehend zurückgeregelt wurde. In diesem Falle ist der Abstand zwischen Sender und Empfänger auf mehrere Meter zu vergrößern und die Einstellung von Tr 3 zu wiederholen, bis sich ein eindeutiges Spannungsmaximum durch Verdrehen des Ferritkerns erreichen läßt.

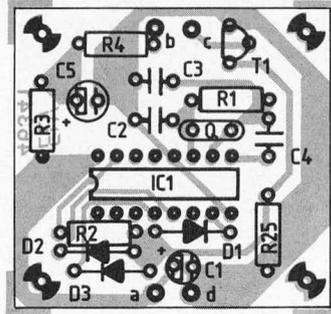
Nachdem die spätere endgültige Einbauposition eingenommen wurde, stellt man mit

R 13 die Schaltschwelle und mit R 17 die Ansprechgeschwindigkeit ein. Auch diese Einstellungen sind sehr einfach den individuellen Erfordernissen angepaßt vorzunehmen.

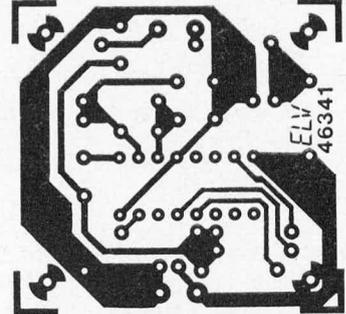
Wichtig ist bei der Installation die exakte Ausrichtung des Senders auf den Empfänger, da der Abstrahlwinkel der Sendediode nur ca. 10° beträgt. Die Ausrichtung ist optimal, bei maximaler Spannung an Pin 9 des IC 2.



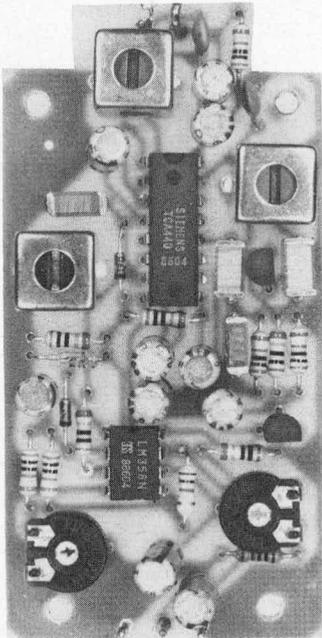
Ansicht der fertig bestückten Senderplatine



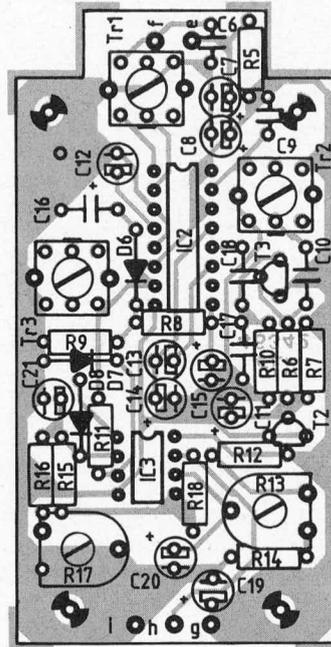
Bestückungsseite der Senderplatine



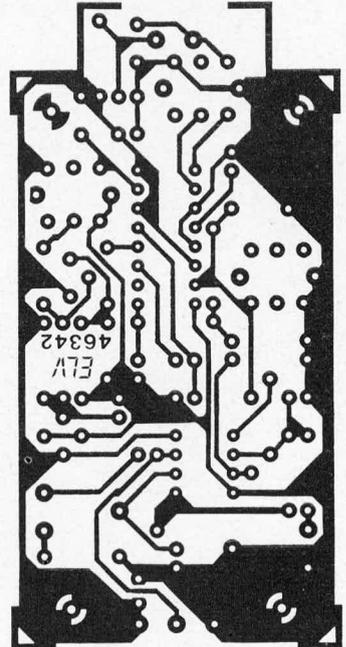
Leiterbahnseite der Senderplatine



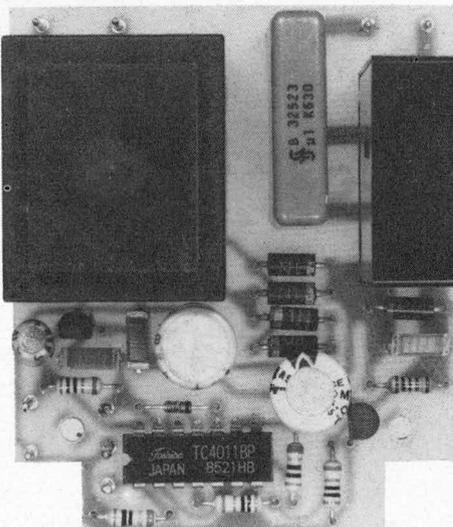
Ansicht der fertig bestückten Empfängerplatine



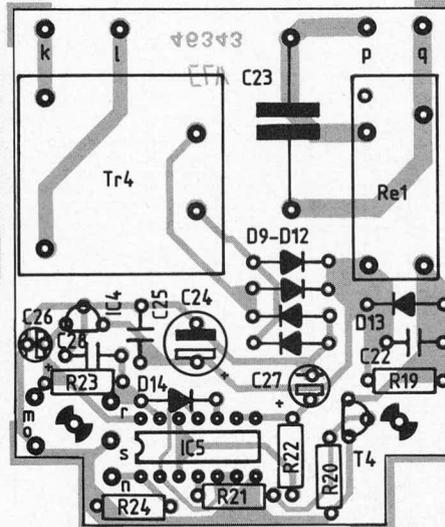
Bestückungsseite der Empfängerplatine



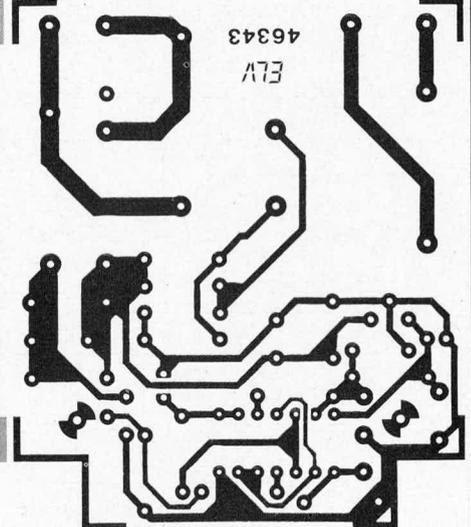
Leiterbahnseite der Empfängerplatine



Ansicht der fertig aufgebauten Netzteilplatine



Bestückungsseite der Netzteilplatine



Leiterbahnseite der Netzteilplatine

ELV-Serie micro-line

Funkuhrensystem DCF 86

Teil 2

Im hier vorliegenden 2. Teil dieses Artikels stellen wir Ihnen das komplette Schaltbild der DCF 86 mit ausführlicher Beschreibung vor.

Zur Schaltung

Anhand des in Bild 1 dargestellten Blockschaltbildes läßt sich die prinzipielle Funktionsweise des ELV-Funkuhrensystems DCF 86 gut erkennen.

Über eine aktive Antenne (100) wird das 77,5 kHz-Hochfrequenz-Trägersignal des in Mainflingen bei Frankfurt stehenden Langwellensenders DCF 77 empfangen. Das gefilterte und verstärkte HF-Signal gelangt über eine Zweidrigge abgeschirmte Zuleitung auf den im Basisgerät integrierten Empfängerteil (200).

In diesem Schaltungsteil wird das amplitudenmodulierte Empfangssignal weiter verstärkt, anschließend demoduliert und so aufbereitet, daß am Ausgang der Empfängerschaltung ein Rechtecksignal zur Verfügung steht, das zur direkten Ansteuerung des zentralen Single-Chip-Mikroprozessors geeignet ist.

Im Prozessor- und Digitalteil wird eine komplexe Weiterverarbeitung durchgeführt. Hierbei wird das Empfangssignal dekodiert, digital gefiltert, auf logische Funktionen hin überprüft und so aufbereitet, daß über eine entsprechende Anzeigentreiberschaltung eine direkte Ansteuerung der Digitalanzeige im Multiplexverfahren möglich ist.

Das Netzteil (400), dessen Speisung von einem externen, kleinen 9 V-Steckernetzteil vorgenommen wird, erfüllt ebenfalls mehrere Aufgaben.

Neben Verpolungsschutz, Störunterdrückung und Siebung wird eine elektronische, vom Mikroprozessor gesteuerte Notstromversorgungs-Umschaltung vorgenommen. Im Normalbetrieb erfolgt darüber hinaus eine schonende Ladung des 9 V-Blockakkus bzw. die Erhaltungsladung für den Fall, daß eine Trockenbatterie eingesetzt wurde. Zusätzlich liefert dieser Schaltungsteil das Steuersignal an den Prozessor für die Erkennung eines Netzausfalls.

Nachdem wir die prinzipielle Schaltungskonfiguration erläutert haben, wollen wir auf die Schaltungsbeschreibung im einzelnen eingehen.

Die Aktiv-Antenne (100)

Die auf einer separaten kleinen Antennenverstärker-Platine aufgebaute aktive Antenne zum Empfang des 77,500 kHz-Signals wird über eine ca. 2,5 m lange Zweidrigge abgeschirmte Leitung mit der Empfängerplatine (im ELV-micro-line Gehäuse) verbunden.

Die Spule L 101 bildet in Verbindung mit dem eng tolerierten Kondensator C 101 den Eingangsempfangskreis.

Über L 102 wird das Empfangssignal ausgekoppelt und auf die Basis des ersten Verstärkertransistors T 101 gegeben. Das andere Ende von L 102 liegt über den Spannungsteiler R 101 und R 102 auf halber Betriebsspannung. Hierdurch wird der Gleichspannungsarbeitspunkt von T 101 festgelegt.

Der Arbeits-Gleichstrom wird über R 104 festgelegt. C 103 dient zur Maximierung des Wechsellastspannungs-Verstärkungsfaktors, der für diese Stufe bei ca. 50 liegt.

Am Kollektorwiderstand R 103 steht dann das entsprechend verstärkte Eingangssignal an.

Eine zweite mit T 102 und Zusatzbeschaltung ähnlich aufgebaute Stufe nimmt eine weitere Verstärkung vor, so daß am Kollektor dieses Transistors das ca. 2000fach verstärkte Eingangssignal zur anschließenden Weiterverarbeitung im Empfänger zur Verfügung steht.

Der Superhet-Empfänger (200)

Mit dem IC 201 mit Zusatzbeschaltung ist ein Superhet-Empfänger aufgebaut, der sich durch hohe Eingangsempfindlichkeit bei großem Signal-Störabstand auszeichnet, so daß auch in ungünstigen Empfangslagen mit einer einwandfreien Signalverarbeitung gerechnet werden kann.

Über C 201 gelangt das HF-Eingangssignal auf den im IC 201 des Typs TCA 440 integrierten regelbaren HF-Vorverstärker (Pin 1 des IC 201). Der Ausgang dieses HF-Vorverstärkers stellt dem einen Eingang des ebenfalls im IC 201 integrierten Mischers den notwendigen Signalpegel zur Verfügung. Die zweite Eingangsfrequenz von 76,8 kHz erhält der Mischer über C 304 und R 204 auf seinen anderen Eingang (Pin 5 des IC 201). Im Mischer selbst wird nun die Differenzfrequenz zwischen HF-Eingangsfrequenz (77,5 kHz) und Referenzfrequenz (76,8 kHz) entsprechend 700 Hz gebildet. Diese 700 Hz-Zwischenfrequenz steht an Pin 15 des IC 201 zur Verfügung. Von dort wird sie über ein aktives, hochwertiges Bandpaßfilter, bestehend aus OP 1 und OP 2 mit Zusatzbeschaltung, geleitet, um anschließend auf den Eingang (Pin 12) des im IC 201 integrierten Zwischenfrequenzverstärkers zu gelangen.

Am Ausgang (Pin 7) dieses, in seiner Verstärkung über Pin 9 regelbaren Zwischenfrequenzverstärkers steht dann das auf 700 Hz reduzierte Empfangssignal an.

Wesentlich ist, daß die in der Amplitudenmodulation des 77,5 Hz Empfangssignals steckende Information in praktisch unveränderter Form auch in den 700 Hz enthalten ist. Die Information selbst besteht aus einer Trägersignalabsenkung von 100 % auf 25 % einmal pro Sekunde für eine Zeitspanne von 0,10 bzw. 0,20 Sekunden, wobei in der 59. Sekunde einer jeden Minute keine Absenkung erfolgt.

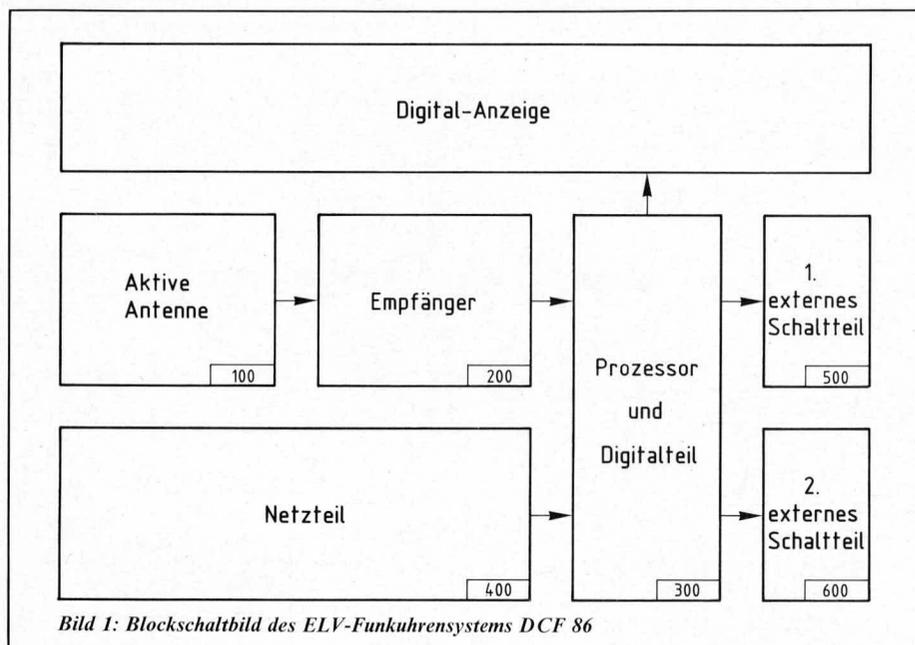
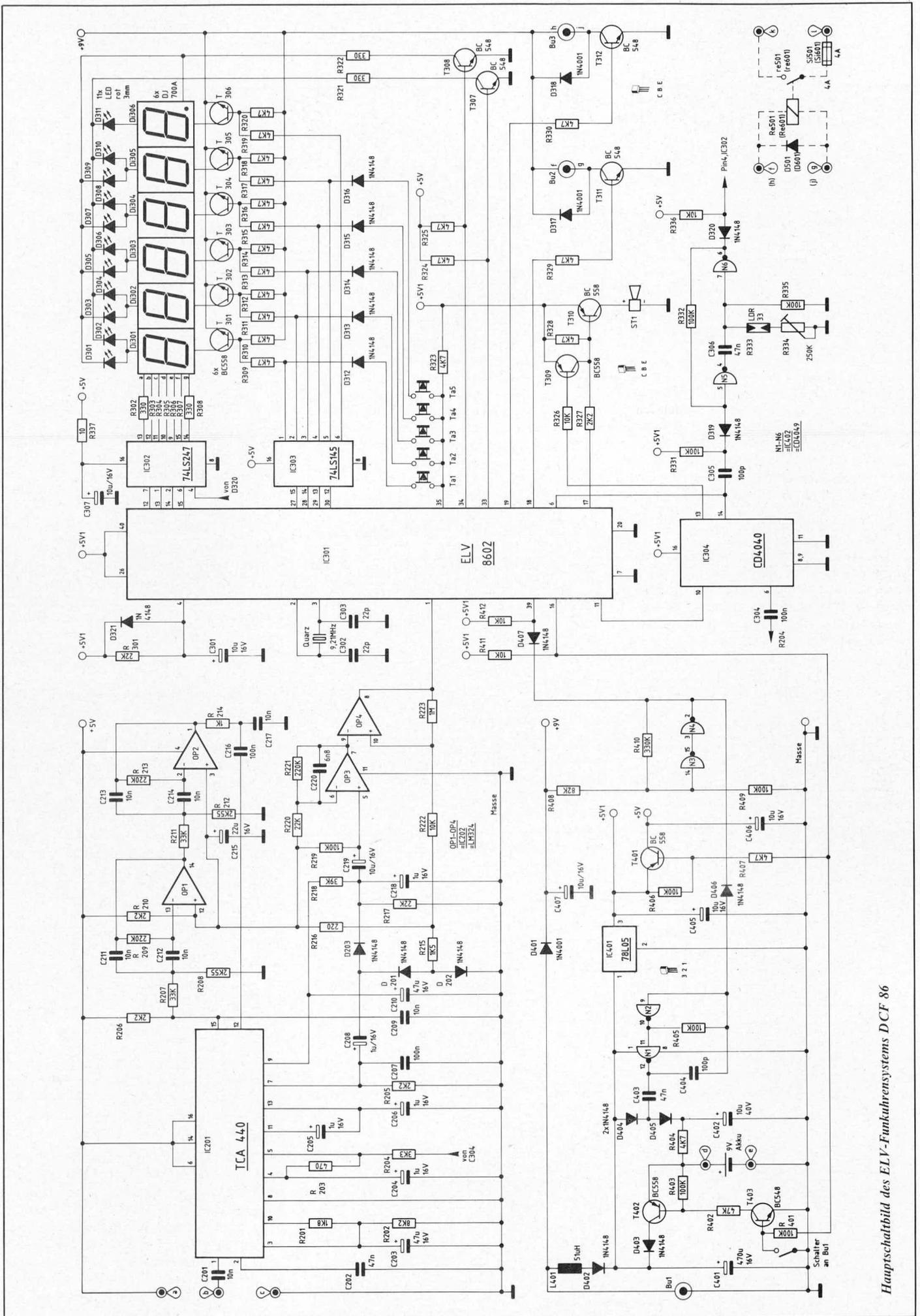
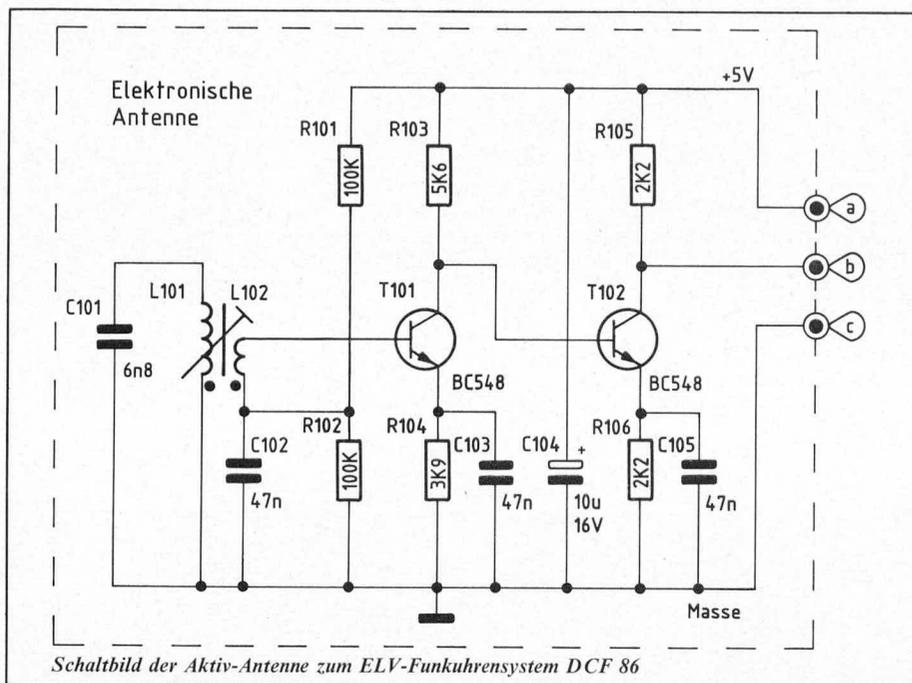


Bild 1: Blockschaltbild des ELV-Funkuhrensystems DCF 86





Am Ausgang (Pin 7 des IC 201) des Zwischenfrequenzverstärkers schließt sich ein passives Tiefpaßfilter erster Ordnung mit einer oberen Grenzfrequenz von ca. 1 kHz an (R 205/C 207), mit dem unerwünschte höhere Frequenzanteile ausgefiltert werden.

R 217, C 208, C 218 sowie D 201 bis D 203 bilden einen Demodulator, der die sekundlich auftretenden Zeitimpulse von der Zwischenfrequenz trennt. Über C 219 gelangt das demodulierte Signal auf den nichtinvertierenden (+) Eingang (Pin 5) des OP 3. Vom Ausgang (Pin 7 des OP 3) gelangt das 10fach verstärkte Signal auf den invertierenden (-) Eingang (Pin 9) des als Komparator geschalteten OP 4. Die Hysterese wird mit R 222 und R 223 festgelegt.

Die durch vorstehend beschriebene Schaltung generierten Sekundenimpulse des Senders DCF 77 stehen nun als einwandfreie Rechteck-Impulse am Ausgang (Pin 8) des OP 4 zur Verfügung. Von dort werden sie direkt auf den Haupt-Steuereingang des zentralen Single-Chip-Mikroprozessors IC 301 des Typs ELV 8602 gegeben.

Zum Abschluß der Superhet-Empfängerbeschreibung wollen wir noch kurz auf die Regelung der internen Verstärkerstufen des IC 201 eingehen.

Das demodulierte 700 Hz-Zwischenfrequenz-Signal, das an C 218 ansteht, wird über ein sehr niederfrequentes Tiefpaß-Filter mit einer Grenzfrequenz von ca. 0,1 Hz dem Verstärkungs-Regeleingang (Pin 9) des im IC 201 integrierten Zwischenfrequenzverstärkers zur Amplitudenregelung zugeführt.

Um den Regelbereich und damit die Qualität des Gesamtempfängers noch weiter zu steigern, wurde eine zweite Regelstrecke aufgebaut, die unabhängig von der Zwischenfrequenzverstärkerstufe arbeitet. Hierzu wird die dem Ausgangssignal (an Pin 7) proportionale und an Pin 10 des IC 201 zur Verfügung stehende Steuerspannung herangezogen. Über R 201 und R 202 wird daraus in Verbindung mit C 203 eine Regel-

spannung gewonnen, die auf den Steuereingang Pin 3 des IC 201 gegeben wird. Mit diesem Eingang kann die Verstärkung der HF-Vorstufe zusätzlich den jeweiligen Gegebenheiten in weiten Bereichen angepaßt werden.

Prozessor- und Digitalteil (300)

Im IC 301, dem zentralen Single-Chip-Mikroprozessor wird die weitere, vollkommen digitale Signalaufbereitung vorgenommen. Bei dem IC 301 des Typs ELV 8602 handelt es sich um einen von der Firma VALVO hergestellten kundenspezifischen Schaltkreis, in dem das komplette Bearbeitungsprogramm direkt vom Hersteller implementiert wurde.

Die Signaleingabe am Haupt-Eingang (Pin 1) des IC 301 erfolgt in serieller Form. Sämtliche, vom DCF 77-Sender kommenden, zur Weiterverarbeitung in diesem Funkuhrensystem interessierenden Daten werden jeweils einmal innerhalb einer Minute komplett über Pin 1 eingelesen.

Innerhalb des aufwendigen internen Programmablaufes wird zunächst eine Störimpulsbefreiung im Zusammenhang mit verschiedenen logischen Überprüfungen vorgenommen.

Die daran anschließende Signalauswertung, ebenfalls mit einer Vielzahl logischer Überprüfungen, führt zu dem Ziel, daß an den Prozessorausgängen Steuerimpulse anstehen, die zur direkten Ansteuerung der Dekoder/Treiber-ICs 302 und 303 geeignet sind. In Verbindung mit T 301 bis 308 wird anschließend die komplette Digitalanzeige, basierend auf der Digitalausgabe des IC 301 angesteuert.

Über die Dioden D 312 bis D 316 erfolgt in Verbindung mit den Tastern Ta 1 bis Ta 5 eine Rückkopplung auf den Eingang Pin 35 des IC 301, mit dessen Hilfe die verschiedenen Programmierfunktionen durchgeführt werden können.

Darüber hinaus wird im IC 301 eine vollkommen autark arbeitende Quarzuhr dargestellt, mit zusätzlicher Sekundentaktgenerierung. Sobald das serielle Eingangssi-

gnal an Pin 1 des IC 301 gestört ist, erfolgt eine automatische Umschaltung auf internen Quarzuhrenbetrieb. Hierdurch bleibt die Digitalanzeige in vollem Umfang erhalten, d. h. die Uhr arbeitet ordnungsgemäß weiter, lediglich mit dem Unterschied, daß die Genauigkeit ungefähr der einer „normalen“ Quarzuhr entspricht. Zur Erkennung erlischt die entsprechende LED „DCF“. Wird wieder ein DCF-Empfang erkannt, schaltet der Prozessor automatisch wieder auf DCF-Zeit um.

Ein weiterer wesentlicher Teil der Programmablaufsteuerung befaßt sich mit der Programmierung und Auswertung der Schaltzeiten, für die insgesamt 8 umfangreiche Speicherplätze zur Erfassung von Uhrzeit, Datum und Wochentag bereitstehen.

Über Pin 17 des IC 301 wird die Impulsfolge für den 2,4 kHz Signalgeber ausgegeben, wobei die 2,4 kHz Generatorfrequenz über Pin 13 des IC 304 und T 309 eingekoppelt wird.

Der ebenfalls im IC 301 integrierte Oszillator arbeitet in Verbindung mit dem 9,216 MHz-Quarz und den beiden Kondensatoren C 302 und C 303. Intern wird diese Frequenz durch 15 geteilt und steht an Pin 11 des IC 301 zur Verfügung.

Der Eingang (Pin 10) des Binär-Teiler-ICs 304 wird mit dieser Frequenz versorgt. Insgesamt stellt dieses IC 304 verschiedene, aus der Eingangsfrequenz generierte Steuerefrequenzen zur Verfügung.

1. Die bereits erwähnte 2,4 kHz Steuerefrequenz für den Signalgenerator (an Pin 13).
2. 600 Hz Triggerfrequenz für den Prozessor und die Helligkeitsregelschaltung (an Pin 14).
3. 76,8 kHz (an Pin 6) für den Mischer im Superhet-Empfänger (Pin 5 des IC 201).

Die Beschaltung an Pin 4 des IC 301 dient zur Reset-Impulserzeugung. Dies ist erforderlich, damit der Prozessor im Falle eines vollständigen Stromausfalles (z. B. vor dem ersten Einschalten) im Einschaltmoment in einen definierten Ausgangszustand gesetzt wird.

Als weitere Besonderheit besitzt die Schaltung eine automatische Helligkeitsregelung. Mit den Gattern N 5 und N 6 mit Zusatzbeschaltung ist ein Mono-Flop aufgebaut, dessen Monozeit über den helligkeitsabhängigen Fotowiderstand R 333 (LDR 33) gesteuert wird. Die Ansteuerimpulse erhält das Mono-Flop über C 305 vom IC 304 und zwar synchron zur Multiplexfrequenz der Digitalanzeige. Am Ausgang (Pin 6 des Inverters N 6) wird über D 320 der Steuereingang Pin 4 des IC 302 je nach Helligkeit mehr oder weniger lange gesperrt.

Die beiden Schaltausgänge für die Kanäle 3 und 4 werden mit den Transistoren T 311 und T 312 über die zugehörigen Steuerausgänge des IC 301 (Pin 18 und Pin 19) angesteuert. Sie können ein externes Kartenrelais direkt schalten. Das Relais selbst befindet sich zweckmäßigerweise in einem Stecker-Steckdosen-Gehäuse, dessen Steckdose über das Kartenrelais ein- und ausgeschaltet wird.

Die Stromversorgung (400)

Die gesamte Schaltung wird mit einer un-stabilisierten Gleichspannung von 9 V (ca. 8 V bis 12 V) gespeist.

Durch die Verwendung eines sehr stromsparend arbeitenden CMOS-Single-Chip-Mikroprozessors konnte die Gesamtstromaufnahme einschließlich Digitalanzeige auf ca. 200 bis 250 mA gehalten werden. Beim Einsatz eines preiswerten 300 mA Steckernetzteils steht sogar noch genügend Reserve für die Ansteuerung der beiden Schaltrelais zur Verfügung.

Die gesamte Digitalanzeige sowie die beiden Schaltrelais (falls vorhanden) werden mit der un-stabilisierten 9 V Versorgungsspannung betrieben. D 401 dient dem Verpolungsschutz und in Verbindung mit C 407 der Entkopplung.

Die gesamte übrige Schaltung wird über einen zweiten Strompfad versorgt, der über L 401, D 402 und C 401 entkoppelt und zusätzlich gepuffert wird. Auf diese Weise können Störimpulse gut unterdrückt werden.

Mit dem Festspannungsregler IC 401 wird eine elektronische Stabilisierung auf 5 V vorgenommen. Der Single Chip-Mikroprozessor IC 301 wird hieraus direkt versorgt (Spannungsbezeichnung: 5 V 1).

Die übrige Schaltung, wie aktive Antenne, Empfänger sowie Treiber-ICs werden von einer abschaltbaren Spannung versorgt, die ebenfalls vom IC 401 bereitgestellt wird.

Über den Schalttransistor T 401 kann eine Abschaltung vorgenommen werden (Spannungsbezeichnung: 5 V).

Solange die Versorgungsspannung aus dem

Steckernetzteil vorhanden ist, steht über den Spannungsteiler R 408, R 409 eine ausreichend große Spannung am Eingang des Inverters N 3 an. Der Ausgang des Inverters N 4 führt somit „high“-Potential (ca. + 9 V) und der Eingang (Pin 39) des IC 301 liegt auf ca. + 5 V. Hierdurch wird dem Prozessor „Normalbetrieb“ signalisiert, d. h. der Steuerausgang (Pin 16 des IC 301) liegt auf ca. 0 V, so daß T 401 durchgesteuert ist. Die gesamte Schaltung wird mit Strom versorgt.

Zusätzlich ist über R 401, T 403 und damit T 402 gesperrt, wodurch die Notstromversorgung deaktiviert ist.

Fällt die Versorgungsspannung durch das Steckernetzteil aus, so sinkt als erstes die Eingangsspannung des Gatters N 3 ab, da der Stromverbrauch der Digitalanzeige den Kondensator C 407 schnell entlädt. Der Ausgang des Gatters N 4 und damit der Steuereingang Pin 39 des IC 301 gehen auf ca. 0 V. Hierdurch wird dem Prozessor „Notstrombetrieb“ angezeigt.

Im selben Moment deaktiviert der Prozessor sämtliche Steuerausgänge für die Digitalanzeige sowie für die Schaltausgänge. Zusätzlich geht Pin 16 des IC 301 auf „high“ (ca. + 5 V), wodurch T 401 sperrt. Die Schaltung geht dadurch in einen sehr stromsparenden Zustand über, da im wesentlichen jetzt nur noch der zentrale Mikroprozessor versorgt wird.

Mit dem Sperren von T 401 wird gleichzeitig über R 401, T 403 und damit T 402 durchgesteuert.

Aus dem 9 V-Notstromakku (oder Batterie) fließt jetzt über T 402 und D 403 Strom in den 5 V Festspannungsregler (IC 401).

Durch den verhältnismäßig geringen Stromverbrauch dieses Schaltungsteils in Verbindung mit dem großen Puffer-Elko C 401 ist die Spannung bis zu diesem Zeitpunkt erst unwesentlich abgesunken. Dies bedeutet, daß am Ausgang des IC 401 eine absolut unterbrechungsfreie konstante 5 V Festspannung ansteht.

Der Stromverbrauch während des Notstrombetriebes liegt bei ca. 10 mA. Je nach verwendetem Akku bzw. Batterie liegt die Überbrückungszeit zwischen ca. 10 Stunden und 40 Stunden.

Der Schaltkontakt parallel zur Basis-Emitter-Strecke von T 403 wird über die Versorgungsspannungs-Eingangsbuchse geschaltet. Sobald der Stecker entfernt wird, schließt der Kontakt und die Schaltung ist insgesamt stromlos, da der Notstrombetrieb nicht aufgenommen werden kann. Diese Möglichkeit wurde deshalb vorgesehen, um die Schaltung definiert außer Betrieb zu nehmen, ohne daß die Stützbatterie entladen wird.

Zum Wiederaufladen des 9 V-Blockakkus bzw. zur Erhaltungsladung einer 9 V-Blockbatterie dient die Ladeschaltung, bestehend aus N 1 und N 2 mit Zusatzbeschaltung. Hiermit wird eine Spannungsverdopplerschaltung realisiert, die es ermöglicht, auch bei der minimal auftretenden Betriebsspannung von ca. 8 V über R 404 den Ladevorgang zu starten. Im Notstrombetrieb wird N 2 über D 406 gesperrt.

Damit ist die Schaltungsbeschreibung abgeschlossen. In der kommenden Ausgabe des „ELV journal“ stellen wir Ihnen dann im dritten und letzten Teil dieses Artikels die komplette Aufbaubeschreibung vor.

Geiger-Müller-Zähler GMZ 1

Aus aktuellem Anlaß stellen wir Ihnen einen preiswert aufzubauenden Geiger-Müller-Zähler vor, dessen herausragende Daten durch den konsequenten Einsatz neuester Technologie realisiert wurden. Nachfolgend die besonderen Features in Kürze:

- kompakte Abmessungen von nur 85 x 60 x 25 mm, d. h. kleiner als eine Zigarettenschachtel
- minimale Stromaufnahme von typ. 0,5 mA
- elektronisch stabilisierte 400 V-Zählrohrspannung mit hohem Wirkungsgrad
- hohe Ansprechempfindlichkeit, d. h. bereits die normale Umweltstrahlung reicht zum Ansprechen aus (ca. 2 Impulse pro Minute)
- großer Meßbereichsumfang, d. h. bis zum 1000fachen (!) der Umweltstrahlung wird zuverlässig erfaßt
- pro Zählimpuls wird ein markanter 2 kHz-Signalton mit einer Dauer von 30 msec abgegeben. Die Signalton-Häufigkeit ist dabei der radioaktiven Strahlung direkt proportional.
- Bewertung kann direkt in der gebräuchlichen Einheit „millirem pro Jahr“ erfolgen
- hohe Dauerbetriebssicherheit auch unter rauen Anwendungsbedingungen

Allgemeines

In der hier vorliegenden Ausgabe ist an anderer Stelle unter der Überschrift „Radioaktivität“ ein ausführlicher Bericht veröffentlicht, so daß wir hier nur kurz auf einige wesentliche Dinge im Zusammenhang mit der Radioaktivität und deren Messung eingehen wollen.

Zunächst muß eine Unterscheidung zwischen den einzelnen Strahlenarten vorgenommen werden.

1. α -Strahlung (Alpha-Strahlung): Hierbei handelt es sich um eine sehr energiereiche Teilchenstrahlung, deren Reichweite in Luft nur wenige Millimeter beträgt.
2. β -Strahlung (Beta-Strahlung): Eine ebenfalls energiereiche Strahlung, deren Reichweite in Luft bei ca. 1 Meter liegt.
3. γ -Strahlung (Gamma-Strahlung): Eine kurzwellige energiereiche elektromagnetische Strahlung, deren Reichweite sehr groß ist. Eine Abschirmung kann nur durch meterdicke Betonwände oder dicke Bleiplatten erreicht werden. Die allgemein bekannte Röntgenstrahlung ist dieser Strahlenart ebenfalls zuzurechnen.

Aus vorstehend Gesagtem kann man schließen, daß zwar die Alpha- und Beta-Strahlung aufgrund ihrer Art (Teilchenstrahlung) und ihres Energiereichtums besonders gefährlich ist, bezüglich des räumlichen Aufenthalts eines Menschen jedoch

kaum eine Rolle spielt, da die Reichweite minimal ist.

Trotzdem besitzen diese Strahlungen eine hohe Bedeutung, nämlich im Hinblick auf die Nahrungsaufnahme. Über den Weg der strahlenangereicherten Lebensmittel können diese Strahlenarten in den Körper des Menschen gelangen und dort ihre schädigende Wirkung ausüben. Entsprechende Meßgeräte und Verfahren zur repräsentativen Auswertung sind jedoch sehr aufwendig und kostspielig (DM 10 000,— und mehr) und können im allgemeinen nur von Experten richtig eingesetzt werden.

Der von ELV vollkommen neu entwickelte Geiger-Müller-Zähler des Typs GMZ 1 ist daher speziell auf die Detektion von Gamma-Strahlung ausgelegt. Mit Hilfe dieses Gerätes können sinnvolle und vor allem reproduzierbare Messungen vorgenommen werden. Die Häufigkeit des 2 kHz-Signalimpulses erlaubt einen direkten Schluß auf die radioaktive Strahlenbelastung, die der Mensch erhält.

Eine der gebräuchlichsten Einheiten zur Messung der Radioaktivität unter Berücksichtigung der Auswirkungen auf den Menschen ist die Einheit „mrem“ (millirem).

Hierunter versteht man die schädigenden Auswirkungen einer bestimmten Dosis an radioaktiver Strahlung auf den Menschen.

Die natürliche Strahlenbelastung liegt regional unterschiedlich im Bereich zwischen 100 bis 300 millirem pro Jahr.



Anhand eines Beispiels soll der Zusammenhang kurz aufgezeigt werden:

Person A ist das ganze Jahr über mit einer gleichmäßigen Strahlung von 0,02 mrem/h (millirem pro Stunde) ausgesetzt. Dies ergibt eine Gesamtbelastung von 0,02 mrem/h x 8760 h (entspricht 1 Jahr) = 175 mrem.

Person B wird zusätzlich für 24 Stunden einer Strahlenbelastung ausgesetzt, die dem 100fachen Grundwert entspricht. Zu dem Grundwert von 175 mrem addieren sich jetzt noch 0,02 mrem/h x 100fach x 24 h = 48 mrem hinzu. Die Gesamtbelastung liegt somit bei 223 mrem, also nur ca. 30 % höher, obwohl die kurzzeitige, für 24 Stunden auftretende Strahlung 10000 % (100fach) der Grundstrahlung betrug – ein im allgemeinen als unkritisch angesehener Wert.

Meßbereich des GMZ 1

Der ELV GMZ 1 gibt bei 175 mrem/a (millirem pro Jahr) = 20 μ mrem/h (mikrorem pro Stunde) 2 Signalimpulse pro Minute ab. Dies entspricht der mittleren zu erwartenden Umweltstrahlung (Grundstrahlung).

Zur Umrechnung der Jahresdosisleistung in die Stundendosisleistung wird eine Division durch 8760 h = 1 Jahr vorgenommen. 175 mrem/a = 175 000 μ mrem/a. Wird dieser Wert durch 8760 dividiert, so erhält man die Dosis bezogen auf 1 Stunde (hier: 20 μ mrem).

Bei 1750 mrem/a (10facher Wert der Umweltstrahlung) ertönen ca. 20 Signalimpulse pro Minute, also alle 3 Sekunden ein 2 kHz-Impuls.

Bei 17 500 mrem/a (100facher Wert der Umweltstrahlung) ertönen 200 Signalimpulse pro Minute, also ca. drei 2 kHz-Impulse pro Sekunde.

Bei 175 rem/a = 175 000 mrem/a (1000-facher Wert der Umweltstrahlung) ertönen 2000 Signalimpulse pro Minute, also ca. 30 pro Sekunde. Da die Impulsdauer eines jeden 2 kHz Signalimpulses ca. 30 msec beträgt, ist bei dieser Impulsfrequenz (30 Hz) die Impulsdauer kleiner als der Impuls selbst, so daß das menschliche Gehör ein moduliertes Dauersignal registriert.

Anzumerken ist noch, daß die Impulshäufigkeit bei Geiger-Müller-Zählrohren u. a. statistischen Gesetzmäßigkeiten folgt. Zwar steht die Impulsrate in weiten Grenzen in direktem linearen Zusammenhang mit der Stärke der radioaktiven Strahlung, trotzdem ist eine gewisse Unregelmäßigkeit in der Impulsfolge zu erkennen. In der Praxis bedeutet dies, daß ca. 100 Impulse erfaßt werden müssen, um eine hinreichende Genauigkeit zu erreichen. Bei dem 10-fachen Wert der Umweltstrahlung muß also eine Beobachtung von einigen Minuten erfolgen. Noch geringere Dosisleistungen, die im allgemeinen jedoch nicht von Interesse sind, würden eine längere Meßzeit erfordern, während höhere Dosisleistungen schon bei kürzeren Meßzeiten Aussagen zulassen.

Auswirkungen auf den Menschen

Wird der Mensch einer Strahlendosis bis zu 25 rem (= 25 000 mrem = 25 000 000 μ mrem) ausgesetzt, die sich zudem in einer relativ kurzen Zeitspanne kumuliert (aufsummiert), so sind im allgemeinen keine klinischen Befunde feststellbar. Wie es sich jedoch mit der Langzeitwirkung verhält (verkürzte Lebenserwartung, erhöhte Krankheitsfälle), vermag kaum allgemeingültig gesagt zu werden.

Zum besseren Verständnis soll der vorgenannte Wert von 25 rem, der sich auf langjährige Erfahrungen der internationalen Wissenschaft stützt, näher erläutert werden.

Zunächst ist festzustellen, daß hierbei eine Ganzkörperbestrahlung zugrunde gelegt wird. Hierunter versteht man, wie der Name schon sagt, die gleichmäßige Bestrahlung des gesamten Körpers. Partielle, d. h. teilweise Bestrahlung von einzelnen, zum Teil sehr kleinen Körperteilen oder Organen im Rahmen medizinischer Behandlungen, kann mit noch höheren Strahlendosen durchgeführt werden, ohne daß der Mensch insgesamt geschädigt wird. Hierbei darf man nicht vergessen, daß im Rahmen medizinischer Behandlung die Strahlendosis bewußt so hoch angesetzt werden kann, damit das behandelte menschliche Gewebe in einem sehr kleinen Teilbereich zerstört wird. Dies ist u. a. ein Beweis für die zerstörerische Wirkung radioaktiver Strahlung.

Ein wichtiger Faktor im Zusammenhang

mit Strahlendosen ist die Zeitspanne, in der sich die betreffende Strahlendosis angesammelt hat. Wird ein Mensch während einer Stunde der Dosisleistung von 10 rem/h ausgesetzt, so hat sich eine Strahlendosis von 10 rem angesammelt ($10 \text{ rem/h} \times 1 \text{ h} = 10 \text{ rem}$). Die gleiche Strahlendosis ergibt sich aus einer radioaktiven Bestrahlung (Dosisleistung) von 1 rem/h innerhalb von 10 Stunden ($1 \text{ rem/h} \times 10 \text{ h} = 10 \text{ rem}$). Ebenso kommt man auf den gleichen Endwert, wenn man 100 Stunden lang einer Dosisleistung von 0,1 rem/h ausgesetzt ist ($0,1 \text{ rem/h} \times 100 = 10 \text{ rem}$). Wird man z. B. das ganze Jahr über 1,14 mrem/h (= 0,00114 rem/h) ausgesetzt, so ergibt sich ebenfalls als Gesamtbelastung (Strahlendosis) ein Wert von 10 rem. Nach einem Jahr hätte die betreffende Person also 10 rem „abekommen“. Bei unveränderter Bestrahlung würde sich der Wert nach Ablauf eines weiteren Jahres auf den doppelten und nach Ablauf eines dritten Jahres auf den dreifachen Wert (30 rem) vergrößern. Die betreffende Person hätte also 10 rem pro Jahr an Strahlendosis erhalten.

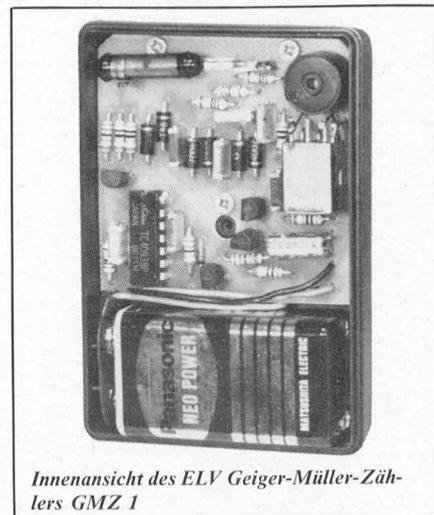
Wie bereits weiter vorstehend kurz angesprochen, wird in den meisten Fällen als zeitliche Bezugseinheit ein ganzes Jahr zugrunde gelegt (z. B. mittlere Umweltstrahlung = 175 mrem/a), wobei in manchen Fällen, insbesondere bei höheren und kurzzeitig auftretenden Strahlungen die Dosisleistung auch auf eine Stunde bezogen werden kann ($175 \text{ mrem/a} = 0,02 \text{ mrem/h} = 20 \mu\text{mrem/h}$).

Die schädigende Wirkung der radioaktiven Strahlung wird um so größer, je höher die Dosisleistung ist. Sammelt sich die eingangs erwähnte Strahlendosis von 10 rem innerhalb einer Stunde an, so beträgt die Dosisleistung (momentane radioaktive Strahlung) 10 rem/h, d. h. nach 2 Stunden hätten sich bereits 20 rem angesammelt. Nehmen wir jedoch als Beispiel einmal an, daß die Bestrahlung exakt während einer Stunde aufgetreten und anschließend fortgefallen ist, so bliebe es bei den erwähnten 10 rem. Sammelt sich diese Strahlendosis nicht innerhalb einer Stunde, sondern erst innerhalb eines ganzen Jahres an, so liegt die Dosisleistung „nur“ bei 1,14 mrem/h, also nur ungefähr 0,01 % von der erstgenannten Dosisleistung.

Insgesamt hätte die betreffende Person jedoch in beiden Fällen die gleiche Strahlendosis erhalten.

Nachdem wir die grundsätzlichen Zusammenhänge erläutert haben, wollen wir im folgenden auf die schädigenden Wirkungen noch näher eingehen.

Als Maß für die schädigende Wirkung der radioaktiven Bestrahlung auf den Menschen dient, wie eingangs bereits erwähnt, die Einheit „rem“ bzw. 1/1000 davon („mrem“). Hierbei handelt es sich um die im Laufe einer bestimmten Zeit (z. B. 1 Jahr) angesammelte Strahlenbelastung. In erster Näherung ist es hierbei gleichgültig, ob eine bestimmte Strahlendosis in kurzer Zeit (z. B. 1 Stunde) oder in längerer Zeit (z. B. 1 Jahr) angehäuft wurde. Die Dosisleistung kann hierbei, wie wir bereits gesehen haben, sehr stark unterschiedlich sein.



Innenansicht des ELV Geiger-Müller-Zählers GMZ 1

Bei verhältnismäßig kleinen Strahlendosen (weniger als das 100fache der Umweltstrahlung) trifft diese Aussage mit guter Genauigkeit zu. Je größer die Strahlendosen und je kürzer die Zeitspanne, in der eine bestimmte Strahlendosis aufgenommen wird, desto höher ist die entsprechende Dosisleistung. Kommt man hier in eine Größenordnung von 1 rem/h oder noch darüber, so wird kaum jemand mit gutem Gewissen sagen können, daß auch eine Kurzzeitbestrahlung von nur 1 Stunde entsprechend einer Gesamtdosis von 1 rem keine Folgen nach sich ziehen wird.

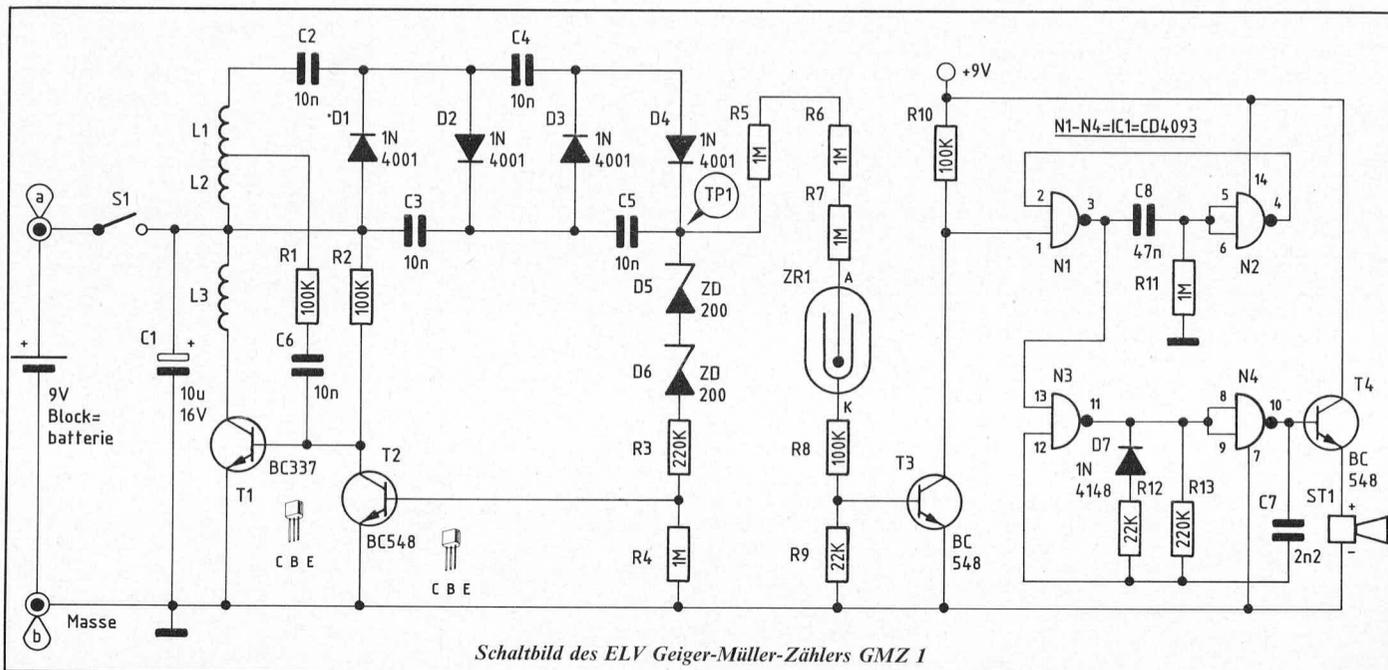
Hat sich diese Strahlendosis von 1 rem jedoch erst innerhalb eines ganzen Jahres angehäuft, so wäre die mittlere Dosisleistung „nur“ 0,114 mrem/h, die im allgemeinen als weitgehend ungefährlich angesehen wird.

Wir sehen hieraus, daß zwar in erster Linie die Strahlendosis (aufsummierte Dosisleistung) für die Auswirkungen auf den Menschen von Bedeutung ist, daß bei höheren Dosisleistungen jedoch eine überproportionale Bewertung zu berücksichtigen ist.

Abschließend wollen wir noch kurz auf die Diskrepanz eingehen, zwischen dem Wert der mittleren Umweltstrahlung (100 bis 300 mrem/a) und dem Wert von 25 rem/a (25 000 mrem/a), bei dem im allgemeinen noch keine klinischen Befunde feststellbar sind.

Zwischen beiden Werten liegen zwei Zehnerpotenzen, d. h. rund der 100-fache Wert der Umweltstrahlung soll vom Menschen verkraftet werden, ohne daß nennenswerte nachteilige Auswirkungen zu erwarten sind. Dem entgegenzusetzen ist, daß jede auch noch so geringe Strahlenbelastung, die über das normale Maß der Umweltstrahlung hinausgeht, der Gesundheit und der günstigen Weiterentwicklung des Menschen abträglich sein kann.

Da diese beiden Aussagen in krassem Gegensatz zueinander stehen, kann aufgrund heutiger Erkenntnisse kaum jemand mit gutem Gewissen eine wirklich ungefährliche Höchstgrenze für die Strahlenbelastung des Menschen angeben. Berücksichtigt man jedoch, daß sich die Menschheit innerhalb von mehreren 100 000 Jahren unter Einfluß der normalen Umweltstrahlung entwickelt hat, so ist zu vermuten, daß zumindest eine gewisse zusätzliche, über



Schaltbild des ELV Geiger-Müller-Zählers GMZ 1

die Grundstrahlung hinausgehende Strahlenbelastung tatsächlich keinen negativen Einfluß ausüben wird. Ob dies bei dem doppelten, 10-fachen oder gar 100-fachen Wert liegt, ist nur schwer zu sagen.

Verhaltensempfehlungen bei erhöht auftretender radioaktiver Strahlung

Aufgrund der hohen Empfindlichkeit des von ELV entwickelten Geiger-Müller-Zählers GMZ 1 können Dosisleistungen im Bereich zwischen dem einfachen und 1000-fachen Wert der normalen Umweltstrahlung gemessen werden.

Gibt das Gerät ca. 2 Signalimpulse pro Minute ab, so handelt es sich um die mittlere normale Umweltstrahlung (ca. 175 mrem/a).

Erhöht sich die Impulsrate um den 10-fachen Wert (alle 3 Sekunden ein Impuls), so wird eine Dosisleistung angezeigt, die dem 10-fachen der normalen Umweltstrahlung entspricht. Solche Werte können u. a. bereits in großen Höhen auf Bergen bzw. in Flugzeugen auftreten.

Wird der 100-fache Grundwert durch ca. 3 Signalimpulse pro Sekunde angezeigt, so besteht zwar noch keine unmittelbare Gefahr, jedoch hat man die Grenze der Dauerbelastbarkeit (auf Jahre gesehen) bereits erreicht.

Steigt die Signalimpulshäufigkeit noch weiter an (beim 1000-fachen der normalen Umweltstrahlung sind die Impulse praktisch nicht mehr zu unterscheiden und man nimmt einen modulierten Dauerton wahr), so sollte man konkrete Maßnahmen zur Reduzierung der Strahlenbelastung ins Auge fassen. Wird eine entsprechende Dosisleistung für einen Zeitraum aufgenommen, der sich auf wenige Wochen beschränkt, so sind auch hier keine Schäden zu erwarten, da die Gesamtdosis unterhalb des Wertes liegt, bei dem klinische Befunde erkennbar werden. Langzeitwirkungen und Erbschäden können allerdings nicht ausgeschlossen werden.

Hierbei ist es wichtig zu wissen, daß die radioaktive Strahlung auch auf kurze räumliche Distanzen gesehen, stark unterschiedlich sein kann. In einer Stadt, ja selbst innerhalb eines Hauses können deutliche Unterschiede auftreten. Hier kann der GMZ 1 wirksame Unterstützung leisten, um den günstigsten Aufenthaltsort mit der geringsten radioaktiven Strahlung zu finden.

Im Bereich zwischen dem einfachen und dem 1000-fachen Wert der mittleren Umweltstrahlung erhöht sich die Signalimpulshäufigkeit nahezu linear, so daß man durch den GMZ 1 eine gute Aussage über die aktuelle Dosisleistung bzw. die sich dadurch in einem Jahr anhäufende Strahlendosis erhält. Oberhalb des 1000-fachen Grundwertes läßt das Gerät jedoch keine Aussagen mehr zu, so daß ein modulierter Dauerton auch deutlich höhere Werte bedeuten kann. Sind hier Messungen gewünscht, so empfiehlt es sich auf anzeigende Meßgeräte zurückzugreifen, wobei die hier vorliegende Version des GMZ 1 als Gerät zur Erkennung einer erhöhten Strahlenbelastung zum ständigen Mitführen besonders geeignet ist, da noch höhere Strahlenbelastungen im allgemeinen (hoffentlich!) nicht auftreten.

Zur Schaltung

Nachdem wir einige wesentliche Details im Hinblick auf die radioaktive Strahlung im Zusammenhang mit dem Geiger-Müller-Zähler GMZ 1 besprochen haben, wollen wir im folgenden nun die Schaltung detailliert beschreiben.

Zur Versorgung dient eine handelsübliche 9V Blockbatterie oder ein entsprechender wiederaufladbarer NC-Akku. Mit letzterem arbeitet die Schaltung bei normaler Umweltstrahlung ca. 1 Woche im Dauerbetrieb, während beim Einsatz einer Alkali-Mangan-Blockbatterie ca. 1 Monat im Dauerbetrieb zu erwarten ist. Tritt eine sehr hohe Strahlenbelastung auf, bei der das Gerät ein Dauersignal abgibt, steigt die Stromaufnahme an, so daß sich die Dauerbetriebszeit bei einer Alkali-Mangan-Blockbatterie auf ca. 40 Stunden reduziert.

Angesichts der dann herrschenden hohen Dosisleistung ist dies eine sehr lange Zeitspanne.

Über den Schalter S 1 wird die Batterie mit der eigentlichen Schaltung verbunden. C 1 dient zur Pufferung.

Der Transistor T 1 ist mit seiner Zusatzbeschaltung als Sperrschwinger geschaltet und dient zur Erzeugung der Hochspannung.

L 3 ist hierbei die Primärwicklung, während über L 2, R 1 und C 6 eine Rückkopplung auf die Basis von T 1 erfolgt. Hierdurch ergibt sich eine Mitkopplung und die Schaltung arbeitet als Oszillator.

Durch R 2 wird ein geringer Gleichstrom in die Basis von T 1 eingespeist, um den Gleichstrom-Arbeitspunkt festzulegen und die Voraussetzung für ein Anschwingen zu ermöglichen.

L 1 und L 2 zusammen bilden die Hochspannungswicklung und damit die Sekundärseite des Übertragers. Im Betrieb liegt hier eine Wechselspannung von ca. 200 V_{ss} an. Gemessen werden kann diese Spannung nur mit einem entsprechend spannungsfesten Oszilloskop, dessen Eingangswiderstand des Tastkopfes mindestens 10 MΩ beträgt.

Über die Spannungsvervielfacherschaltung C 2 bis C 5 in Verbindung mit D 1 bis D 4 wird diese Spannung auf ca. 400 V hochtransformiert und steht am Testpunkt TP 1 zur Verfügung.

Die elektronische Stabilisierung arbeitet folgendermaßen: Über die beiden Z-Dioden D 5 und D 6 sowie den Reihenwiderstand R 3 wird eine Rückkopplung auf die Basis des Regeltransistors T 2 vorgenommen. Die Kollektor-Emitter-Strecke dieses Transistors arbeitet auf die Basis des Oszillator-Transistors T 1.

Solange die Ausgangsspannung an TP 1 unter 400 V liegt, sind die beiden Z-Dioden D 5 und D 6 gesperrt, d. h. es fließt kein Strom in die Basis des Regeltransistors T 2. Über R 4 wird die Basis zusätzlich auf 0 V

gehalten. T2 ist gesperrt und der Sperrschwinger, aufgebaut mit T1 und Zusatzbeschaltung, kann ungehindert arbeiten.

Steigt jetzt die Spannung an TP1 über 400 V an, werden D5 und D6 leitend, so daß über R3 ein geringer Steuerstrom in die Basis von T2 fließen kann. Dies wiederum bedeutet, daß über die Kollektor-Emitter-Strecke von T2 von der Basis des Oszillator-Transistors T1 ein Teilstrom abgezogen wird. Hierdurch wird der Sperrschwinger gedämpft bzw. die Schwingung kann kurzzeitig ganz abreißen.

Sobald die Ausgangsspannung an TP1 daraufhin unter 400 V abgefallen ist, sperren D5 und D6 sowie infolgedessen T2. Der Sperrschwinger kann wieder voll arbeiten.

In der Praxis laufen vorstehend beschriebene Regelvorgänge so schnell ab, daß an TP1 eine gut konstante Gleichspannung von 400 V ansteht, die nur um wenige Volt schwankt.

Damit eine ausreichende Regelreserve vorhanden ist, wurde die Dimensionierung der Schaltung so ausgelegt, daß im Leerlauf (ohne D5, D6, R3, R4 sowie T2) die Ausgangsspannung bei ca. 800 bis 1000 V liegen würde. Es steht somit selbst bei einer Batteriespannung von 7 V genügend Spannung zur Verfügung, um die Ausgangsspannung von 400 V sicher zu erreichen. Dies ist wichtig, da die Regelung lediglich eine Spannungsreduzierung herbeiführen kann.

Aufgrund der verhältnismäßig großen unregelmäßigten Ausgangsspannung darf die Schaltung ausschließlich mit eingebauter Regelstrecke in Betrieb genommen werden. Auch kurzzeitige Unterbrechung der Regelstrecke (D5, D6, R3, R4, T2) könnte zu einer Zerstörung von Bauteilen, speziell des Zählrohres ZR1, führen.

Die Messung der Hochspannung an TP1 kann mit einem Oszilloskop oder einem Voltmeter erfolgen, das entsprechend spannungsfest ist und einen Innenwiderstand von mindestens 10 M Ω aufweisen muß.

Obwohl es sich um eine sehr hohe Spannung handelt, ist das versehentliche Berühren zwar höchst unangenehm, jedoch nicht lebensgefährlich. Man muß jedoch unbedingt dafür Sorge tragen, daß ein versehentliches Berühren, besonders auch von Personen, die nicht mit einem entsprechenden Stromstoß rechnen, absolut ausgeschlossen ist. Die Schaltung darf daher nur in einem einwandfreien, betriebsbereiten Zustand und in einem geschlossenen Gehäuse in Betrieb genommen werden.

Die stabilisierte 400 V Hochspannung gelangt über die kapazitätsarm aufgebaute Widerstandskette R5 bis R7 auf die Anode des Zählrohres ZR1.

Hierbei handelt es sich um ein Qualitätszählrohr des Typs ZP1310 der Firma VALVO, das eine gute Empfindlichkeit für Gamma-Strahlung besitzt. Zwar können auch stärkere Beta-Strahlungen registriert werden, jedoch ist hier die Empfindlichkeit gering. Wie eingangs erwähnt, spielt für unseren Anwendungsfall ausschließlich die Gamma-Strahlung eine Rolle.

Die Katode des Zählrohres arbeitet über den Spannungsteiler R8 und R9 auf die Basis des Schalttransistors T3.

Immer, wenn eine ausreichende Strahlendosis auf das Zählrohr gelangt ist, wird es gezündet und auf die Basis von T3 gelangt ein kurzer Stromimpuls, dessen Dauer nur wenige Mikrosekunden beträgt.

Am Kollektor von T3 erscheint dieser Impuls mit umgekehrtem Vorzeichen (negativer Impuls) mit vollem Spannungshub (ca. 9 V).

N1 und N2 sind in Verbindung mit C8 und R11 als monostabile Kippstufe geschaltet.

Sobald an Pin 1 des Gatters N1 ein kurzer, vom Zählrohr über T3 ausgelöster, Impuls ansteht, wird dadurch N1 getriggert und der Ausgang (Pin 3) geht für ca. 30 msec auf „high“ (ca. 9 V).

Über Pin 13 wird dadurch das Gatter N3 freigegeben. Die Gatter N3, N4 stellen in Verbindung mit R12, R13, C7, D7 einen Oszillator dar, dessen Frequenz ca. 2 kHz beträgt.

Mit Hilfe von D7 und R12 wird ein Impuls-Pausen-Verhältnis von 1 : 10 erreicht, d. h. die Zeitspanne, in der der Ausgang des Gatters N4 (Pin 10) „high“-Potential (ca. +9 V) führt, beträgt knapp 0,5 msec, während die „low“-Phase knapp 5 msec andauert.

Auf diese Weise wird der Sound-Transducer des Typs ST1 über den Emitterfolger T4 in nur ca. 10% der Zeit angesteuert. Hierdurch ergibt sich eine stromsparende Arbeitsweise bei guter Lautstärke.

Der Signalton selbst wird immer nur für die Zeit aktiviert, in der der Ausgang des Gatters N1 (Pin 3) „high“-Potential führt, d. h. bei jedem Impuls des Zählrohres ertönt das 2 kHz-Signal für ca. 30 msec.

Diese recht kurze Zeitspanne reicht aber vollkommen aus, damit vom menschlichen Gehör ein einwandfreies Piepton registriert wird.

Zum Nachbau

Der Aufbau dieses hochwertigen Gerätes ist weitgehend problemlos möglich, zumal es sich um eine ausgereifte Schaltung handelt, die in großer Stückzahl auch als Fertigerät in Serie produziert wird.

Die Bestückung der Platine wird in gewohnter Weise anhand des Bestückungsplanes vorgenommen. Zunächst werden die Widerstände, anschließend die Dioden und dann die Kondensatoren auf die Platine gesetzt und verlötet.

Als nächstes folgen die Transistoren und das IC1.

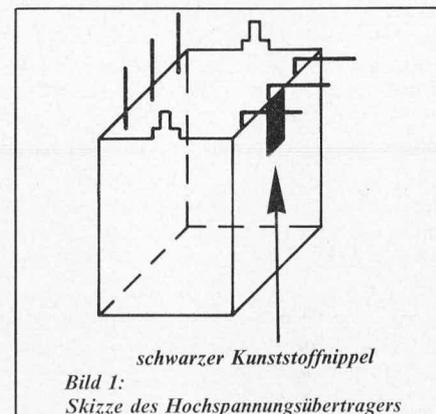
Bei dem Miniaturtrafo (L1 bis L3) handelt es sich um einen hochwertigen Ferrit-Übertrager mit zusätzlicher Abschirmung, der sich durch einen guten Wirkungsgrad bei minimalen Verlusten auszeichnet.

Aufgrund der kompakten Bauweise des Gesamtgerätes ist es erforderlich, diesen Übertrager liegend einzubauen.

Auf der Unterseite sind auf 2 sich gegenüberliegenden Seiten jeweils 3 nebeneinander angeordnete Lötstifte (Printanschlüsse) zu sehen. Zur Kennzeichnung der Wick-

lungen L2 und L3 dient der schwarze Kunststoffnippel auf dem Übertragergehäuse, d. h. die beiden äußeren Printanschlüsse auf der zum Kunststoffnippel abgewandten Gehäuseseite stellen L1 dar.

Zunächst werden die drei Printanschlüsse, für L2 und L3 (auf der Gehäuseseite mit dem Kunststoffnippel) mit Hilfe einer schmalen Flachzange rechtwinklig nach außen gebogen, wobei der Knickpunkt ca. 1 bis 2 mm vom Gehäusesockel entfernt gewählt wird (Bild 1). Anschließend kann der Übertrager liegend mit den drei abgewinkelten Printanschlüssen, zur Platine weisend eingebaut werden. Die drei abgewinkelten Printanschlüsse werden anschließend auf der Leiterbahnseite verlötet. Der schwarze Kunststoffnippel weist hierbei zur Platine hin.



Danach werden die beiden äußeren Printanschlüsse der Wicklung L1 über 2 kurze Silberdrahtabschnitte mit der Platine verbunden.

Der Metallmantel des Abschirmgehäuses besitzt ebenfalls zwei Printanschlüsse, von denen einer über einen Silberdrahtabschnitt mit der Platine (Schaltungsmasse) verbunden wird.

Als letzte Maßnahme beim Einbau des Übertragers ist zu prüfen, ob der von außen zugängliche Ferritkern so weit als möglich aufgeschraubt wurde. Hierzu nimmt man einen entsprechenden Schraubenzieher mittlerer Größe und dreht den Ferritkern zunächst etwas heraus (ca. 1/2 Umdrehung entgegen dem Uhrzeigersinn), um so ein Gefühl für den erforderlichen Kraftaufwand beim Verdrehen zu bekommen. Anschließend wird der Kern im Uhrzeigersinn so weit wie möglich gedreht, bis der Kraftaufwand spürbar ansteigt. Hierbei muß man unbedingt das nötige Fingerspitzengefühl walten lassen, da bei zu großem Kraftaufwand der Ferritkern zerspringt. Wichtig ist lediglich, daß kein unnötig großer Luftspalt im Übertrager bestehen bleibt, um so die Übertragungsgüte zu optimieren. Man darf den Kraftaufwand zum Festziehen des Ferritkerns keinesfalls mit dem Anziehen einer Metallschraube verwechseln, d. h. es dürfen nur verhältnismäßig geringe Kräfte angewandt werden.

Als nächstes wird der Sound-Transducer ST1 auf die Platine gesetzt und verlötet.

Der Ein-/Aus-Schalter besteht aus einem korrosionsbeständigen, federnden Metallstreifen, dessen ca. 1 mm abgewinkelte Seite in das Langloch auf der Leiterbahn-

seite eingesetzt und verlötet wird. Im Ruhezustand beträgt der Abstand zur Platine ca. 1 mm (Bild 2).

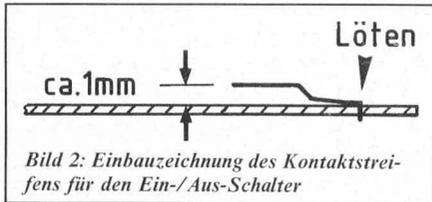


Bild 2: Einbauzeichnung des Kontaktstreifens für den Ein-/Aus-Schalter

Für die spätere Befestigung des Zählrohres, das als letztes eingebaut wird, sind zwei ca. 10 mm lange Silberdrahtabschnitte in die entsprechenden Bohrungen der Platine zu setzen. Außerdem werden noch die beiden Versorgungsspannungsanschlüsse für den Batterieclip angelötet.

Nachdem die Bestückung soweit fortgeschritten und nochmals sorgfältig kontrolliert wurde, kann die fertig bestückte Platine in das Gehäuse gesetzt werden. Die Befestigung erfolgt mit 3 Metallschrauben.

Anschließend erfolgt eine erste Inbetriebnahme, immer noch ohne Zählrohr. Hierzu wird eine 9 V Blockbatterie mit der Schaltung verbunden und der Schalter S 1 mittels einer kurzen Meßleitung (von + Pol der Batterie zum + Pol von C 1) überbrückt.

Sicherheitshalber kann die Stromaufnahme über ein Amperemeter geprüft werden. Sie muß im Bereich zwischen 0,4 und 1,0 mA liegen.

Die Funktion selbst kann in erster Form bereits durch ein leichtes Rauschen des Übertragers erkannt werden.

Als nächstes überprüft man mit Hilfe eines hochohmigen, entsprechend spannungsfesten Voltmeters (Innenwiderstand mindestens 10 MΩ) die 400 V Hochspannung an TP 1, bezogen auf die Schaltungsmasse (-9 V). Sie wird üblicherweise im Bereich zwischen 390 bis 410 V liegen. Ein Minimalwert von 380 und ein Maximalwert von 450 V dürfen nicht unter- bzw. überschritten werden. Bei zu hohen Spannungen sind die Z-Dioden und bei zu niedrigen Spannungen der Sperrschwinger mit dessen Zusatzbeschaltung zu überprüfen.

Dann wird die Auslösung eines Zählimpulses sowie die Erzeugung des Signalimpulses getestet. Hierzu werden die beiden Silberdrahtabschnitte zum späteren Anlöten des Zählrohres mit einer isolierten Zuleitung

kurz überbrückt. Im selben Moment muß der 2 kHz-Signalton zu hören sein. Ggf. ist die Dimensionierung der Widerstände R 5 bis R 9 hinsichtlich korrekt eingebauter Werte sowie die Beschaltung der Gatter N 1 bis N 4 zu kontrollieren.

Der Signalgeber selbst besitzt eine ausgeprägte Resonanzkurve, d. h. bei 2,000 kHz ist die abgestrahlte akustische Leistung am größten. Schwankungen bis 200 Hz spielen normalerweise nur eine unwesentliche Rolle. Möchte man jedoch die Lautstärke optimieren, kann die Frequenz am Ausgang des Gatters N 4 (Pin 10) gemessen und über die Veränderung von R 13 (Reihen- oder Parallelschaltung eines weiteren Widerstandes) genau auf diesen Wert gebracht werden. Aufgrund der Bauteilstreuungen können ohne letztgenannte Anpassungsmaßnahme Frequenzschwankungen von ±10 % auftreten, die im allgemeinen jedoch keine Rolle spielen.

Zuletzt wird das hochwertige Zählrohr eingebaut. Es ist vor mechanischen Beanspruchungen zu schützen, d. h. man behandelt es am besten „wie ein rohes Ei“. Der Sockel wird entsprechend dem Bestückungsplan an den einen Silberdrahtabschnitt gelötet, während die Kelchfeder vorsichtig soweit auf dem Zählrohr verschoben wird, daß sie sich ungefähr in Höhe des zweiten Silberdrahtanschlusses auf der Platine befindet, um an diesem festgelötet zu werden. Eine evt. überstehende Anschlußfahne der Kelchfeder kann abkniffen werden. Es ist nicht erforderlich und auch nicht ratsam, die Kelchfeder weiter als vom Hersteller vorgegeben festzuziehen. Aufgrund der verhältnismäßig hohen Spannung ist ein zuverlässiger Kontakt auch bei etwas locker sitzender Kelchfeder mit dem Zählrohr gewährleistet. Die Wandstärke des Zählrohrs ist extrem dünn, so daß eine mechanische Beanspruchung unmittelbar die Zerstörung zur Folge hätte.

Beim Anlöten an die beiden Silberdrahtabschnitte achtet man sorgfältig darauf, daß zwar die Lötstelle eine gute Verbindung gibt, andererseits jedoch keine Überhitzung auftritt. Außerdem ist zu beachten, daß das Zählrohr keine mechanische Berührung mit der Leiterplatte, dem Gehäuse oder der darunterliegenden Metallschraube bekommt. Sowohl der elektrische als

auch gleichermaßen der mechanische Anschluß erfolgt nur über die beiden Silberdrahtabschnitte.

Nachdem das Gehäuse sorgfältig geschlossen und verschraubt wurde, ist der Aufbau und die Inbetriebnahme bereits beendet. Bei normaler Umweltstrahlung wird jetzt 1 bis 2 Mal pro Minute ein kurzer 2 kHz-Signalton hörbar sein.

Auf der Gehäuserückseite ist ein ca. 30 mm langer Aufstellbügel im Gehäuse integriert, der in den schmalen Schlitz über dem Batteriefach gesteckt, eine schräge Aufstellung des Gehäuses ermöglicht.

Außerdem befindet sich auf der Gehäuserückseite eine integrierte Aussparung, die über ein Kunststoffplättchen abgedeckt werden kann. Hier ist je nach individuellem Wunsch Platz für eine Trageschleufe o. ä.

Stückliste:

Geiger-Müller-Zähler

Halbleiter

IC 1	CD 4093
D 1-D 4	1 N 4001
D 5, D 6	ZD 200
D 7	1 N 4148
T 1	BC 337
T 2-T 4	BC 548

Kondensatoren

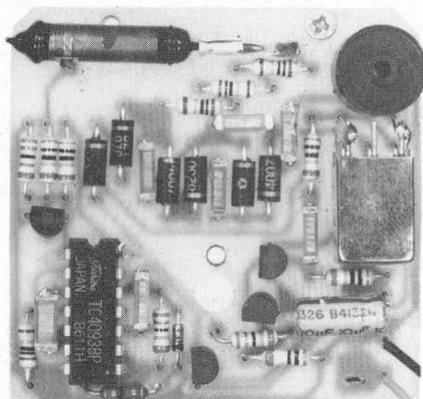
C 1	10 μF/16 V
C 2-C 6	10 nF
C 7	2,2 nF
C 8	47 nF

Widerstände

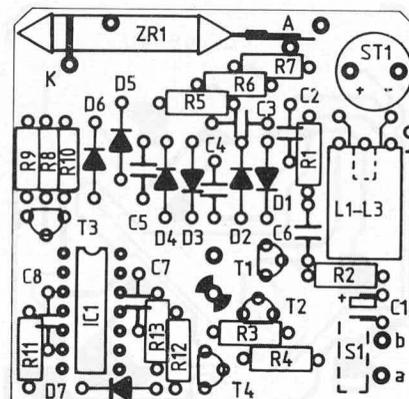
R 1, R 2, R 8, R 10	100 kΩ
R 3, R 13	220 kΩ
R 4-R 7, R 11	1 MΩ
R 9, R 12	22 kΩ

Sonstiges

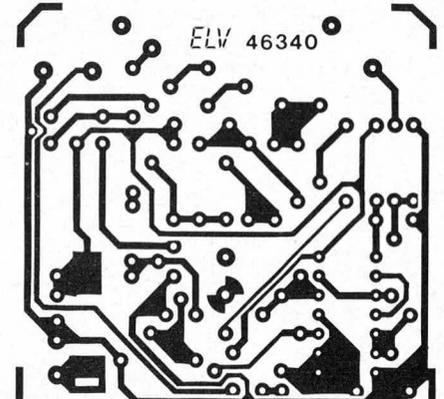
ZR 1	Valvo ZP 1310
L 1-L 3	Ferrit-Hochspannungs-Übertrager
ST 1	Sound-Transducer
1 9 V Batterieclip		
4 cm Silberdraht		
1 Gehäuse GM-Zähler		
1 Platine 46340		
1 Federkontakt (für S 1)		



Ansicht der bestückten Platine des GMZ 1



Bestückungsseite der Platine des GMZ 1



Leiterbahnseite der Platine des GMZ 1

Radioaktivität – Entstehung, Messung und Wirkung

Durch den Reaktorunfall in Tschernobyl sind nahezu alle Bevölkerungsschichten sensibilisiert worden. Zum einen wird das „Für und Gegen“ die Kernenergie wieder heftig diskutiert. Zum anderen häufen sich Fragen über Entstehung und Wirkung der Radioaktivität, wobei ein natürliches Interesse daran besteht, die Gefährdung durch radioaktive Strahlung so niedrig wie möglich zu halten. Dem Großteil der Bevölkerung wurde in den vergangenen Wochen der Zugang zu dieser Problematik durch die Verwendung verschiedener Größen und deren Einheiten zusätzlich erschwert. Hinzu kam die Festlegung erheblich differierender Richtwerte für die Strahlenbelastung durch Bund und Länder, unterhalb derer die Gefährdung durch radioaktive Strahlung als nicht gegeben angesehen wurde. Der angesprochene Komplex soll in diesem Beitrag ausführlich erläutert werden.

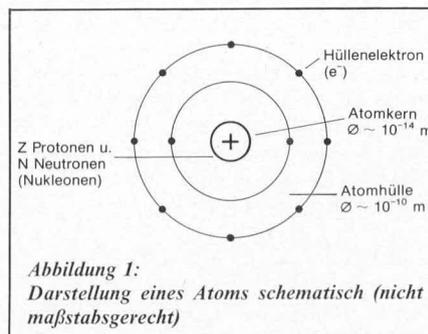
Einführung

Die dargestellte Thematik ist äußerst vielschichtig. Daher werden die wichtigsten Grundlagen — soweit diese für das Verständnis notwendig sind — skizziert. Die nachfolgend angeführte Gliederung vermittelt einen ersten Eindruck.

1. Aufbau der Materie
2. Radioaktiver Zerfall
 - 2.1 Zerfallsgesetz
 - 2.2 Natürliche Radioaktivität
 - 2.3 Künstliche Radioaktivität
3. Wechselwirkung von Kernstrahlung mit Materie
 - 3.1 Wechselwirkung geladener Teilchenstrahlung mit Materie
 - 3.2 Wechselwirkung ungeladener Teilchenstrahlung mit Materie
 - 3.3 Wechselwirkung von Quantenstrahlung mit Materie
 - 3.4 Zusammenfassung
4. Strahlendosimetrie
 - 4.1 Ionendosis
 - 4.2 Energiedosis
 - 4.3 Äquivalentdosis
 - 4.4 Dosisraten
5. Umweltbedingte Strahlenbelastung
 - 5.1 Natürliche Strahlenbelastung
 - 5.2 Zivilisatorische Strahlenbelastung
6. Biologische Strahlenwirkung
 - 6.1 Grundlagen
 - 6.2 Somatische Strahlungsschädigung
 - 6.3 Genetische Strahlungsschädigung
7. Strahlenschutz
 - 7.1 Prinzipielle Vorsorge
 - 7.2 Rechtliche Grundlagen
 - 7.3 Grenzwerte
8. Strahlenbelastung nach Tschernobyl
 - 8.1 Strahlungskomponenten
 - 8.2 Einzelwerte

1. Aufbau der Materie

Jede Materie ist aus Atomen aufgebaut, die ihrerseits aus Atomhüllen und Atomkernen bestehen (Abb. 1). Die Atomkerne enthalten nahezu die gesamte Masse der Atome und haben einen Durchmesser von der Größenordnung 10^{-14} m. Dagegen liegt der Durchmesser der sehr leichten Atomhüllen, in denen sich die Elektronen bewegen, in der Größenordnung von 10^{-10} m, so daß die Atomhüllen den größten Teil der Atomvolumina einnehmen. Die Kerndurchmesser betragen daher nur etwa 1/10000 der Atomdurchmesser. Der überwiegende Teil der Atome ist leerer Raum. Daraus resultiert die relativ gute Durchlässig-



sigkeit (Transparenz) der Materie für kleine Teilchen (Partikel).

Zur Veranschaulichung dieses Bildes nehme der Atomkern die Größe eines Stecknadelkopfes (1 mm Durchmesser) ein. Dann wird der Durchmesser des Atoms ungefähr 30 m. Feste Körper, in denen sich die Atome berühren, würden also in Abständen von 30 m kleine Materieanhäufungen der Größe von Stecknadelköpfen enthalten, zwischen denen sich die Elektronen der Hülle bewegen, wobei die Masse der Elektronen praktisch zu vernachlässigen ist. Alles weitere ist leerer Raum. Bei festen Körpern ist also nur ein sehr geringer Bruchteil (10^{-14}) ihres Volumens von Materie erfüllt. Da bei flüssigen und gasförmigen Körpern die Abstände zwischen den Atomen noch größer sind, ist dementsprechend die Materiedichte noch geringer. Materie besteht also überwiegend aus leerem Raum. Diese Leere im Bereich der Atome ist nur mit derjenigen des Weltalls vergleichbar.

Die Elektronen bewegen sich dabei auf verschiedenen Bahnen um den Kern, ähnlich wie es die Planeten um die Sonne tun. Da die Elektronen negativ geladen sind und andererseits der Atomkern positiv geladen ist, werden die Elektronen durch die anziehende Coulombkraft auf diesen Bahnen gehalten.

Kerne bestehen aus einfach positiv geladenen Protonen (Anzahl Z) und neutralen Neutronen (Anzahl N), deren Massen in etwa übereinstimmen. Diese Kernbausteine werden durch die Kernkraft zusammengehalten und heißen Nukleonen. Da sich Ladungen gleichen Vorzeichens abstoßen, muß die anziehende Kernkraft deutlich größer sein als die abstoßende Coulombkraft der Protonen.

In einem neutralen Atom stimmt die Anzahl der einfach negativ geladenen Hüllenelektronen mit der Anzahl der Protonen des Kerns (Kernladungszahl Z) überein. Durch die Kernladungszahl Z und damit durch die Zahl

von
Prof. Dr. rer. nat. Siegfried Fellmann
Dekan des Fachbereichs
Naturwissenschaftliche Technik
und Strahlenschutzbeauftragter
der Fachhochschule Ostfriesland
2970 Emden

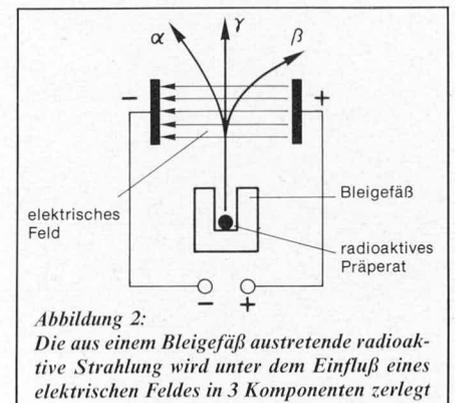
der Elektronen eines Neutralatoms wird ein chemisches Element charakterisiert (z. B. $Z = 1$: Wasserstoff, $Z = 53$: Jod, $Z = 55$: Cäsium). Die Summe aus Protonenzahl Z und Neutronenzahl N heißt Massenzahl A. Es gilt also $A = N + Z$.

Kerne mit gleicher Kernladungszahl Z, aber verschiedener Neutronenzahl N, sind chemisch nicht unterscheidbar und heißen Isotope. Die Massenzahl A ist bei Isotopen entweder links oben oder aber als Zahl hinter dem chemischen Symbol getrennt durch einen Gedankenstrich angegeben. So bedeutet z. B. ^{137}Cs bzw. Cs-137 das Cäsium-Isotop mit 55 Protonen und 82 Neutronen.

Innerhalb eines Elements gibt es stabile, nicht radioaktive und instabile, radioaktive Isotope. So ist z. B. das Cäsium Isotop Cäsium-133 (Cs-133) stabil, während das Cäsium Isotop Cäsium-137 sowohl Beta- als auch Gamma-Strahlung emittiert und somit radioaktiv ist. Radioaktive Isotope heißen auch Radionuklide.

2. Radioaktiver Zerfall

Radioaktivität ist keineswegs ein Phänomen der Neuzeit und damit keine Erfindung moderner Technik und Wissenschaft. Vielmehr gibt es radioaktive Strahlen seit dem Schöpfungstermin des Weltalls. Entdeckt wurde die Radioaktivität 1896 durch den französischen Physiker Becquerel, der Untersuchungen an Uransalzen durchführte, die die Eigenschaft haben, permanent unsichtbare Strahlung auszusenden. Man lernte schnell, daß die emittierte Strahlung aus drei Komponenten besteht, die sich in elektromagnetischen Feldern verschieden verhalten (Abb. 2). Alpha- und Beta-Strahlung werden in einem elektrischen Feld in verschiedene Richtungen abge-



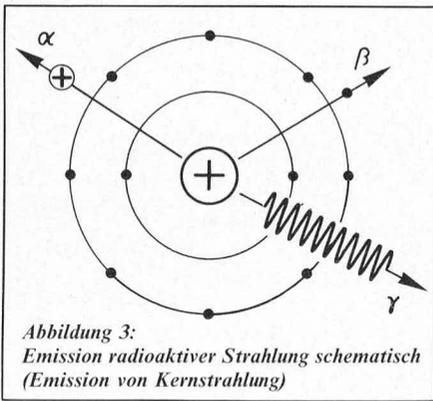


Abbildung 3:
Emission radioaktiver Strahlung schematisch
(Emission von Kernstrahlung)

lenkt, während Gamma-Strahlung unbeeinflusst bleibt. Die genannten Strahlungskomponenten werden in jedem Falle aus den Kernen emittiert, weshalb man auch von Kernstrahlung spricht (Abb. 3).

2.1 Zerfallsgesetz

Radioaktive Strahlenquellen bestehen aus Substanzen, die sich durch Kernprozesse spontan — d. h. ohne äußere Einwirkung — durch Emission von Strahlung umwandeln. Am häufigsten tritt bei radioaktiven Umwandlungen (Zerfällen) Alpha-, Beta- und Gammastrahlung auf. Bei der Alpha-Strahlung handelt es sich um Heliumkerne, die zweifach positiv geladen sind und die Massenzahl $A = 4$ besitzen. Die Beta-Strahlung besteht aus schnell bewegten Elektronen, die einfach negativ geladen sind und deren Masse etwa $1/2000$ der Masse eines Protons ist. Bei der Gamma-Strahlung handelt es sich um elektromagnetische Wellenstrahlung, die keine elektrische Ladung trägt und daher in elektrischen oder magnetischen Feldern nicht abgelenkt wird (Abb. 2).

In vielen Fällen verhält sich die Gamma-Strahlung wie eine Teilchen-Strahlung. Daher spricht man auch von Gammaquanten (γ -Quanten). Der Teilchencharakter der elektromagnetischen Wellenstrahlung (Quanten) tritt um so mehr in Erscheinung, je kleiner die Wellenlänge (je höher die Frequenz) der Wellenstrahlung ist. Daher wird bei der Röntgen- und Gamma-Strahlung im weiteren der Teilchencharakter im wesentlichen zu berücksichtigen sein.

Wenn ein Atomkern ein Alpha-Teilchen emittiert, vermindert sich seine Massenzahl A um 4 und seine positive Ladung um 2 Elementarladungen, so daß die Kernladungszahl Z um 2 erniedrigt wird. Es entsteht ein neuer Kern, der zu einem anderen chemischen Element gehört als der Ausgangskern. Die Emission eines Beta-Teilchens führt zwar zu keiner Änderung der Massenzahl A , wohl aber zur Erhöhung der Kernladungszahl Z um 1. Auch hier entsteht ein Kern eines anderen chemischen Elements verglichen mit dem Ausgangskern. Bei der Emission von Gamma-Strahlung wird weder die Massenzahl noch die Ladung des Ausgangskerns geändert. Bei der Emission aller Strahlungskomponenten ändert sich daher der Charakter des Ausgangsatomkerns ganz wesentlich. Diesen Vorgang nennt man radioaktiven Zerfall. Zusammenfassend kann gesagt werden, daß beim radioaktiven Zerfall aus Atomkernen überschüssige Energie abgegeben wird.

Die Stärke einer radioaktiven Quelle wird durch ihre radiologische Aktivität oder auch Aktivität gekennzeichnet. Unter der Aktivität A eines Radionuklids versteht man den Quotienten aus der Zahl der Zerfallsakte dn und der Zeit dt , in der diese Zerfallsakte erfolgen:

$$A = - \frac{dn}{dt}$$

Als Einheit für die Aktivität ist heute das

Bequerel (Bq) festgelegt. Ein Bq ist ein Zerfallsakt pro Sekunde. Die früher gebräuchliche und heute nicht mehr zulässige Aktivitätseinheit Curie (Ci) liegt vor, wenn bei der betreffenden Substanz $3,7 \cdot 10^{10}$ Zerfallsakte je Sekunde erfolgen. Es gilt also $1 \text{ Ci} = 37 \cdot \text{GBq} = 3,7 \cdot 10^{10} \text{ s}^{-1}$. Dies entspricht etwa der Aktivität von 1 g Radium, das die ersten stärkeren radioaktiven Quellen lieferte. In der Praxis verwendet man radioaktive Quellen, deren Aktivitäten zwischen 10^4 und 10^{15} Bq liegen.

Die experimentelle Erfahrung zeigt, daß die Strahlungsabgabe einer bestimmten Ausgangssubstanz radioaktiver Nuklide mit fortlaufender Zeit abnimmt. Diese Abnahme verläuft für verschiedene Nuklide unterschiedlich schnell.

Die Anzahl n der Kerne, aus denen eine radioaktive Substanz besteht, nimmt durch den Zerfall während der Zeit t um den Betrag dn ab. Dabei findet man, daß die relative Abnahme

$\frac{dn}{n} / dt$ konstant ist:

$$\frac{1}{n} \cdot \frac{dn}{dt} = -\lambda,$$

wobei λ Zerfallskonstante genannt wird. Dies ist das Zerfallsgesetz in differentieller Form.

Die Zerfallskonstanten λ sind für unterschiedliche radioaktive Substanzen (Isotope) verschieden. Aus obiger Gleichung folgt durch Integration:

$$n = n_0 \cdot e^{-\lambda t} \quad (\text{Zerfallsgesetz in integraler Form})$$

Diese Gleichung besagt, daß die Zahl n der radioaktiven Kerne von der Anfangszahl n_0 zu Beginn der Beobachtung exponentiell abnimmt. Dieser Sachverhalt ist in Abb. 4a für zwei radioaktive Isotope mit verschiedenen Zerfallskonstanten dargestellt. In Abb. 4b ist eine halblogarithmische Darstellung gewählt, die für die Praxis handlicher ist. Gegenüber der Darstellung in Abb. 4a sind in Abb. 4b auch kleinere Aktivitäten viel genauer ablesbar.

n ist die zur Zeit t mit $t > 0$ noch vorhandene Zahl unzerfallener Kerne, wobei zum Zeitpunkt $t = 0$ (Beobachtungsbeginn) n_0 unzerfallene Kerne vorliegen.

In der Praxis wird die Charakterisierung radioaktiver Nuklide vielfach durch die sogenannte Halbwertszeit $T_{1/2}$ vorgezogen. Unter der Halbwertszeit versteht man die Zeit, in der die Hälfte einer zum Zeitpunkt $t = 0$ (Beobachtungsbeginn) vorliegende Zahl radioaktiver Kerne zerfallen ist. Für den Zusammenhang zwischen der Halbwertszeit $T_{1/2}$ und der Zerfallskonstanten λ gilt

$$T_{1/2} = \frac{\ln 2}{\lambda} \quad \text{oder} \quad \lambda = \frac{\ln 2}{T_{1/2}}$$

Sowohl die Halbwertszeit $T_{1/2}$ als auch die Zerfallskonstante λ sind für jede Radionuklidart ganz charakteristische und von der Vorgeschichte unabhängige Konstanten, die die Nuklide eindeutig kennzeichnen. Die Halbwertszeit und die Zerfallskonstante sind durch äußere Maßnahmen, wie z. B. extreme Drücke oder hohe Temperaturen, nicht einflußbar. Die Halbwertszeiten radioaktiver Nuklide reichen von etwa 10^{-8} s bis zu 10^{18} a.

Es kann nicht vorher gesagt werden, welche Kerne in einer vorgegebenen Zeit zerfallen. Zulässig ist lediglich die Aussage, daß innerhalb der Halbwertszeit die Hälfte der ursprünglich vorhandenen Kerne zerfällt. Es ist unmöglich, den radioaktiven Zerfall eines einzelnen Kerns gesetzmäßig zu erfassen und

den Zeitpunkt seines Zerfalls vorauszusagen. Die radioaktiven Umwandlungen gehorchen den Gesetzen der Wahrscheinlichkeitsrechnung und der Statistik. Nach Ablauf von 10 Halbwertszeiten beträgt die Aktivität einer vorgegebenen Nuklidsorte noch etwa $1/1000$ der Anfangsaktivität. Für das Isotop Co-60 ist dieser Sachverhalt aus Abb. 4b gut zu entnehmen — im Gegensatz zur Darstellung gemäß Abb. 4a.

2.2 Natürliche Radioaktivität

Bei der Elementsynthese — beginnend etwa vor 15 Mrd. Jahren — ist eine große Anzahl radioaktiver Kerne entstanden. Dies trifft auch zu auf die Entstehung der Elemente dieser Erde. Die dabei entstandenen radioaktiven Isotope haben nur in den wenigsten Fällen wegen ihrer langen Halbwertszeit bis heute überlebt (primordiale Kerne). Diese primordialen radioaktiven Kerne sind relativ schwere Kerne. Dazu gehören Kalium-40 bzw. K-40 (e^- , e^+ ; $1,2 \cdot 10^9$ a), Rubidium-87 (e^- ; $4,9 \cdot 10^{10}$ a), Samarium-147 (α ; 10^{11} a) und Rhenium-187 (e^- ; $5 \cdot 10^{10}$ a). In Klammern sind die Zerfallsart (e^- , e^+ oder α -Zerfall) und die Halbwertszeit angegeben.

Die schwersten dieser primordialen radioaktiven Nuklide sind Thorium-232 (Th-232), Uran-235 (U-235) und Uran-238 (U-238). Die drei zuletzt genannten Nuklide bilden jeweils die Muttersubstanz einer ganzen Zerfallsreihe, bei der die Folgeprodukte ebenfalls radioaktiv sind und durch abwechselnde Alpha- oder Beta-Zerfälle weiter umgewandelt werden, bis nach 10 bis 15 solcher Zerfallsakte jeweils als Endprodukt ein stabiles Bleisotop entsteht. Entsprechend den drei genannten langlebigen Muttersubstanzen, deren Halbwertszeiten in der oben genannten Reihenfolge $1,4 \cdot 10^{10}$ a, $7 \cdot 10^8$ a und $4,5 \cdot 10^9$ a betragen, gibt es heute drei natürliche Zerfallsreihen. Außer diesen primären Radionukliden entstehen unter der Einwirkung der energiereichen Höhenstrahlung sekundäre natürliche radioaktive Nuklide. Die wichtigsten Vertreter sind C-14 (Kohlenstoff-14) und H-3 (Wasserstoff-3). C-14 besitzt eine Halbwertszeit von 5730 a, während diejenige von H-3 etwa 12,4 a beträgt. Beide Nuklide sind Beta-Strahler. Diese Nuklide wären längst zerfallen, wenn sie nicht permanent nachproduziert würden.

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß alle natürlich vorkommenden radioaktiven Nuklide Alpha-, Beta- oder Gamma-Strahlung emittieren. Dementsprechend sind diese Strahlungskomponenten auch von entsprechender Bedeutung.

2.3 Künstliche Radioaktivität

Durch Kernumwandlungen lassen sich zahlreiche in der Natur nicht vorkommende Radionuklide herstellen. Heute kennt man etwa 60 natürliche Radionuklide, dagegen aber über 1500 künstlich erzeugte radioaktive Nuklide. Die künstlich erzeugten radioaktiven Nuklide werden meistens durch Bestrahlung mit Neutronen im Kernreaktor gewonnen. Dabei werden stabile Isotope durch den Einfang von Neutronen zu instabilen radioaktiven Isotopen. Eine andere Möglichkeit besteht darin, radioaktive Spaltprodukte aus den Brennelementen des Reaktors abzutrennen. Diese Spaltprodukte sind überwiegend Beta- und Gamma-Strahler. In Sonderfällen setzt man auch Beschleuniger ein, um radioaktive Nuklide zu erzeugen. Hier ist die Ausbeute jedoch entsprechend niedriger, so daß die so hergestellten radioaktiven Nuklide sehr teuer sind.

Die künstlich erzeugten radioaktiven Nuklide sind meistens Beta- (e^- , e^+), Alpha- und Gamma-Strahler. In Einzelfällen sind durch geeignete Prozeßabläufe auch Nuklide herstellbar, die Neutronen abstrahlen und somit

als Neutronenquelle dienen. Für die weiteren Betrachtungen ist es daher zweckmäßig, die verschiedenen radioaktiven Strahlungskomponenten wie folgt einzuteilen:

1. Partikel mit Masse und mit Ladung
2. Partikel mit Masse und ohne Ladung
3. Partikel ohne Masse und ohne Ladung

Zusammenfassend kann festgehalten werden, daß alle Strahlungspartikel Energieträger sind. In diesem Sinne kann energiereiche Strahlung auch als Transport von elementaren Energieträgern betrachtet werden, wobei jeder Energieträger ein Energiequant- bzw. eine Energieportion transportiert. Für die elektrisch geladene und neutrale Teilchenstrahlung ist die Strahlungsenergie durch die kinetische Energie (Bewegungsenergie) der Strahlungsteilchen gegeben. Die Größe der Energie eines Quants ist gleich dem Produkt aus $h \cdot \nu$, wobei h die Plancksche Konstante und ν die Frequenz der Strahlung ist. Je kurzwelliger (höherfrequent) die Strahlung ist, desto größer ist damit die Energie der diese Strahlung repräsentierenden Quants.

Wie diese Partikel in Materie ihre Energie verlieren und welche Prozesse dabei im Vordergrund stehen, wird nachfolgend genauer betrachtet.

3. Wechselwirkung von Kernstrahlung mit Materie

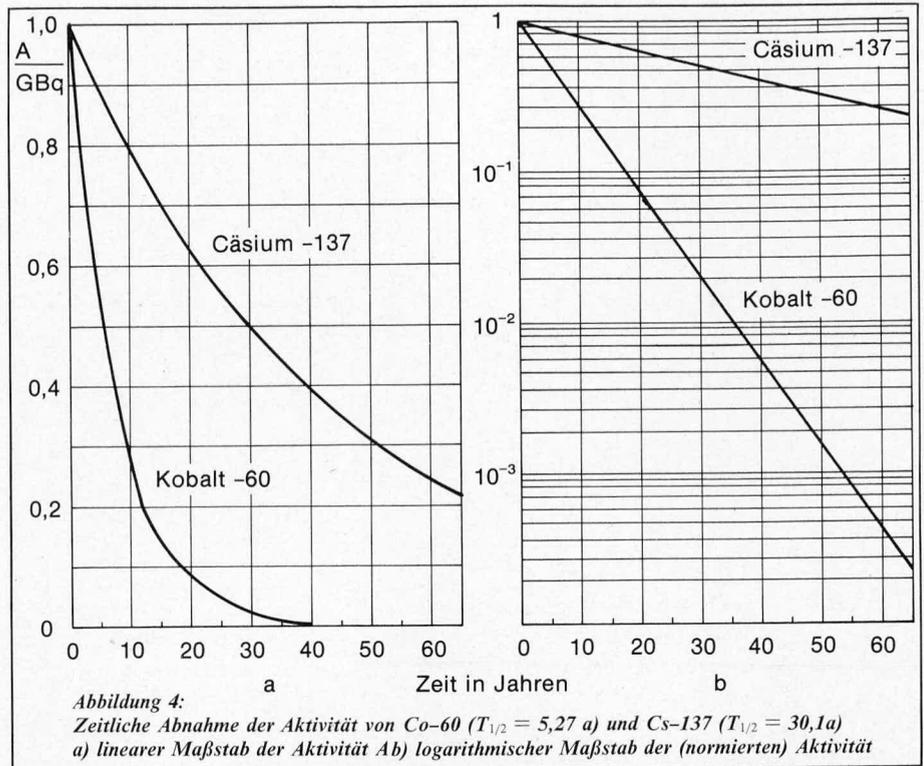
Kernstrahlung ist in der Regel schädlich, andererseits jedoch in vielen Fällen nützlich. Für die Menschen ist sie unmittelbar wie z. B. Licht nicht wahrnehmbar. Daher bedurfte es der Erfindung bzw. Entwicklung von Strahlungsdetektoren (Nachweisgeräte), in deren Materie die Kernstrahlung wenigstens einen Teil ihrer Energie abgibt. Dadurch wird Kernstrahlung meßbar. Für die Auswahl geeigneter Detektoren und für das Verständnis der biologischen Wirkung radioaktiver Strahlung sind die nachfolgenden Ausführungen von grundlegender Bedeutung.

3.1 Wechselwirkung geladener Teilchenstrahlung mit Materie

Die wichtigsten Vertreter dieses Strahlungstyps sind die Alpha- und Beta-Strahlung. Wie schon erwähnt, besteht die Alphastrahlung aus Helium-Kernen (He^{++}), während die Beta-Strahlung (e^-) aus schnellen und damit energiereichen Elektronen besteht. Da die Masse der Betateilchen etwa nur 1/8000 derjenigen der Alphateilchen beträgt, besitzen bei gleicher Energie Betateilchen eine erheblich größere Geschwindigkeit als Alphateilchen. Zu diesem Strahlungstyp gehören auch Protonen (Kernbausteine) und Positronen (positiv geladene Elektronen; e^+).

Beim Alphazerfall wird aus dem Kern ein Teilchen emittiert, das nur aus Kernbausteinen (Protonen und Neutronen) besteht. Bei der Emission eines Elektrons (e^-) oder eines Positrons (e^+) werden jedoch Teilchen emittiert, die primär im Kern nicht vorhanden sind. Den e^- -Zerfall kann man sich so vorstellen, daß im Kern ein Neutron in ein Proton und ein Elektron umgewandelt wird. Während das Proton im Kern verbleibt, wird das kernfremde Teilchen Elektron emittiert. Entsprechend wird beim e^+ -Zerfall im Kern ein Proton in ein Neutron und ein Positron umgewandelt, wobei das kernfremde Positron ebenfalls den Kern verläßt. e^- -Zerfall und e^+ -Zerfall werden häufig auch unter dem Begriff Beta-Zerfall (β -Zerfall) zusammengefaßt, so daß man unter β -Strahlung dann auch sowohl e^- -Strahlung als auch e^+ -Strahlung versteht.

In Abb. 5 sind die möglichen Wechselwirkungsprozesse von Beta-Strahlung (e^- - und e^+ -Strahlung) mit Materie dargestellt. Bei der Anregung (Abb. 5a) werden durch das schnell-

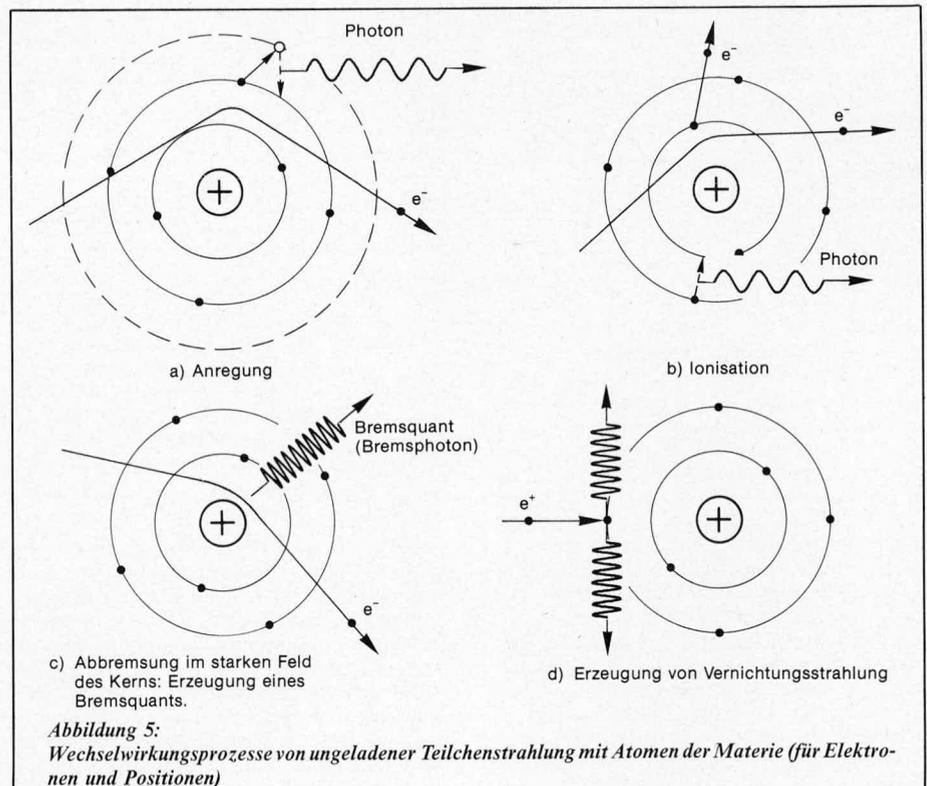


le Betateilchen Hüllenelektronen in höhere Energiezustände gehoben, wobei letztere aber im Atomverband verbleiben. Nach etwa 10^{-8} s verlassen die Hüllenelektronen den höheren Energiezustand unter Emission von Wellenstrahlung im sichtbaren oder ultravioletten Bereich und kehren in den Grundzustand zurück. Die Rückkehr in den Grundzustand kann auch strahlungslos unter Erwärmung des Absorbermaterials erfolgen. In jedem Falle gehen diese Energiebeiträge dem Betateilchen verloren, so daß es abgebremst wird. Bei der Ionisierung (Abb. 5b) werden durch das vorbeifliegende Betateilchen Hüllenelektronen aus dem Atomverband freigesetzt. Nach jedem Ionisierungsakt liegen ein einfach geladenes negatives Elektron und ein einfach

positiv geladener Atomrumpf — ein positives Ion — vor. Ein solches Ladungsträgerpaar heißt Ionenpaar.

Im Mittel werden zur Erzeugung eines Ionenpaares in Gasen 33 eV (Elektron-Volt) benötigt. 1 Elektronvolt (1 eV) ist die Energie, die ein Elektron aufnimmt, wenn es die Spannung von 1 Volt durchfällt. Ein Elektron mit der Energie von 1 MeV erzeugt also längs seiner Teilchenbahn bis zu 30 000 Ionenpaare.

Außerdem können schnelle Betateilchen im starken elektrischen Feld des Kernes gebremst werden (Abb. 5c). Dadurch wird ein sogenanntes Bremsstrahlungsquant abgestrahlt. Die Energie des schnellen Betateilchens reduziert sich dabei um diejenige des Bremsquants. Die Wechselwirkungsprozesse



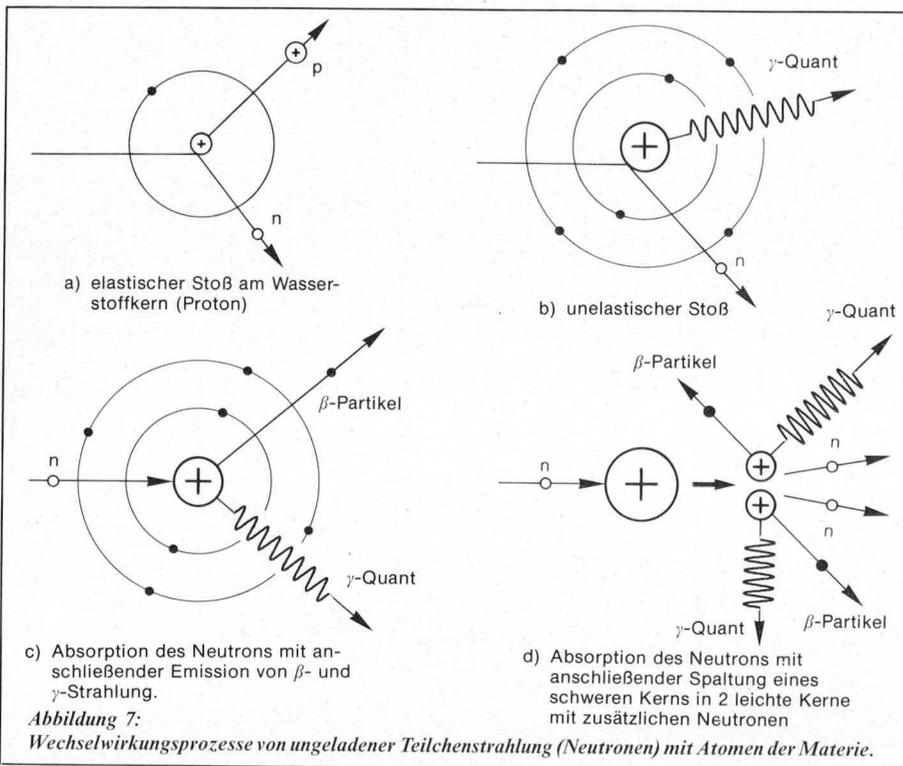


Abbildung 7:
Wechselwirkungsprozesse von ungeladener Teilchenstrahlung (Neutronen) mit Atomen der Materie.

von Bremsquanten mit Materie werden später besprochen. Dieser Prozeß der Entstehung von Bremsstrahlung wird in der Röntgenröhre zur Erzeugung von Röntgenstrahlung technisch angewandt. Von Bedeutung sind die Bremsstrahlungsverluste nur für leichte Teilchen (e^- und e^+ -Strahlung), nicht dagegen für schwere Teilchen (Alpha- und Protonenstrahlung).

Bei der Positronenstrahlung tritt noch ein Sonderfall auf (Abb. 5d). Sobald Positronen wie Elektronen durch Anregungs- und Ionisierungsakte sowie durch Bremsstrahlungsverluste abgebremst und zur Ruhe gekommen sind, reagieren sie am Ende ihrer Bahn stets mit einem Elektron der Materie, wobei die beiden Teilchenmassen vernichtet werden. Dabei entstehen zwei Gammaquanten mit der Gesamtenergie von etwa 1 MeV. Die so entstehende Strahlung heißt Vernichtungsstrahlung. Ein Elektron-Positron-Paar wird vernichtet und in Energie umgewandelt. Auf das Wechselwirkungsverhalten dieser Strahlung wird ebenfalls später näher eingegangen.

Da energiereiche geladene Teilchenstrahlung direkt dazu in der Lage ist, längs ihrer Bahnen Ladungsträgerpaare (Ionenpaare) zu erzeugen, wird sie auch als direkt ionisierende Strahlung bezeichnet.

In Abb. 6 ist das Ergebnis der bisherigen Betrachtungen noch einmal in einer Absorbersubstanz aufgezeigt. Geladene Teilchenstrahlung wird längs ihrer Bahn abgebremst, wobei auf der Flugbahn eine Ionenpaarspur entsteht. Die Ionisierungsdichte nimmt mit abnehmender Teilchengeschwindigkeit zu. Bei gleicher Energie haben die schweren Teilchen (Alpha-Teilchen) eine kleinere Fluggeschwindigkeit und wegen der damit verbundenen größeren Ionisierungsdichte wesentlich kürzere Flugbahnen bzw. Reichweiten in Materie als die schneller fliegenden leichten Teilchen (Beta-Teilchen) von gleicher Energie. Dies wird in Abb. 6 dadurch zum Ausdruck gebracht, daß die Zahl der Ionenpaare gegen Ende der Flugbahn immer dichter wird. Da bei Alphastrahlung die Bremsstrahlung und damit massive Ablenkung aus der ursprünglichen Bahnrichtung keine Rolle spielt, verlaufen die Alpha-Teilchen gradlinig, während diejenigen der Beta-Teilchen krummlinig sind. Außerdem ist

erkennbar, daß die Ionisierungsdichte bei Beta-Teilchen in der Anfangsphase geringer ist und erst zum Bahnenende hin dichter wird.

3.2 Wechselwirkung ungeladener Teilchenstrahlung mit Materie

Zu den wichtigsten Partikeln dieses Strahlungstyps gehören die Neutronen. Diese werden vorzugsweise in Kernreaktoren und anderen Neutronenquellen erzeugt. Neutronen sind primär im Kern vorhanden.

Die Wechselwirkungsprozesse von ungeladener Neutronenstrahlung sind in Abb. 7 dargestellt. Neutronen können im Gegensatz zu geladener Teilchenstrahlung nur mit Kernen reagieren, wobei elastische und unelastische Stöße sowie Absorption auftreten.

Bei elastischen Stößen übernimmt der getroffene Atomkern einen Teil der Neutronenenergie, wobei das Neutron aus seiner Bahn abgelenkt wird (Abb. 7a). Der angestoßene Atomkern verliert seine Energie wie bereits oben besprochen durch Ionisierung und Anregung. Je größer die Masse der Absorberkerne ist, desto geringer ist der Energieverlust eines Neutrons bei einem solchen Stoß. Während bei Wasserstoffkernen, die aus Protonen bestehen, bei einem Stoß im Extremfall die gesamte Energie eines Neutrons übernommen wird, verliert ein Neutron bei einem Stoß mit einem schweren Kern — z. B. bei einem Bleikern — nur knapp 1% seiner Energie. Deshalb sind bei Materialien mit großer Kernladungszahl Z wesentlich mehr Stöße und größere Flugstrecken erforderlich, bis die Neutronenenergie auf einen bestimmten Bruchteil der Anfangsenergie reduziert worden ist, so daß der Abschirmungseffekt gegen Neutronenstrahlung am besten mit Materialien erreicht wird, deren Kernmasse niedrig ist (Abb. 7a).

Wenn Neutronen unelastische Stöße mit Kernen ausführen (Abb. 7b), verlieren sie einen Teil ihrer Energie, die zur Anregung der Atomkerne verbraucht wird, so daß der Energieverlust insbesondere bei schweren Kernen hier größer ist als bei elastischen Stößen. Der angeregte Kern geht anschließend unmittelbar unter Emission von Gammaquanten in den Grundzustand über. Die Wechselwirkung von γ -Strahlung mit Materie wird unter 3.3 besprochen.

Einer der wichtigsten Wechselwirkungsprozesse von Neutronen mit Materie liegt dann vor, wenn die Neutronen absorbiert werden. Dadurch werden Neutronen in Kernen zusätzlich angelagert. Bei diesem Absorptionsprozeß entstehen in der Regel angeregte Atomkerne (radioaktive Nuklide), die anschließend durch Emission von Gammaquanten, Beta-Strahlung oder beider Strahlungskomponenten in den Grundzustand übergehen. Die Beta-Strahlung wird wie bereits besprochen in Materie abgebremst, während zu den Wechselwirkungsprozessen der Gammastrahlung noch nachfolgend Näheres ausgeführt wird. Neutronenstrahlung wird also erst über eine Kernumwandlung nachweisbar, und zwar über Beta- bzw. Gamma-Strahlung. Deshalb spricht man bei Neutronenstrahlung auch von indirekt ionisierender Strahlung. Der entsprechende Wechselwirkungsprozeß ist in Abb. 7c schematisch dargestellt. Schließlich gibt es bei Neutronenstrahlung noch die Möglichkeit der Absorption mit anschließender Kernspaltung. Dieser Prozeß spielt eine wichtige Rolle bei der Kernenergiegewinnung und wird hier nicht weiter besprochen (Abb. 7d).

3.3 Wechselwirkung von Quantenstrahlung mit Materie

Hier handelt es sich um elektromagnetische Wellenstrahlung (γ -Strahlung), die sich ähnlich wie Lichtstrahlung verhält, jedoch wesentlich höhere Energien trägt. Die Röntgenstrahlung gehört ebenfalls zu diesem Strahlungstyp, liegt jedoch energetisch gesehen unterhalb der Gamma-Strahlung.

Die möglichen Wechselwirkungsprozesse von Quantenstrahlung mit Materie sind in Abb. 8 dargestellt. Gammaquanten können ihre gesamte Energie auf Elektronen der Hülle übertragen, die dadurch aus dem Atomverband abgelöst werden und die Gesamtenergie des Gammaquants abzüglich ihrer eigenen Bindungsenergie an den Atomverband übernehmen. Dieser Prozeß heißt Fotoeffekt. Bei diesem Prozeß ist die Wechselwirkung von Quantenstrahlung mit Materie auf diejenige von schnellen Elektronen zurückgeführt. Eine schematische Darstellung dieses Prozesses zeigt Abb. 8a.

Eine andere Möglichkeit des Energieverlusts von Gammaquanten in Materie besteht darin, daß die Gammaquanten nur einen Teil ihrer Energie an sogenannte quasifreie Elektronen — das sind die äußersten Elektronen eines Atoms — abgeben. Der Rest der Energie bleibt als Quant erhalten (Abb. 8b). Dieser Effekt heißt Comptoneffekt und die dabei freigesetzten Elektronen Comptonelektronen. Die Energie der Elektronen wird wie bisher besprochen an Materie abgegeben. Das resultierende Comptonquant mit geringerer Energie kann seinerseits seine Energie entweder wieder durch Fotoeffekt ganz oder durch einen weiteren Comptoneffekt teilweise an die Materie abgeben. Es besteht allerdings auch die Möglichkeit, daß es aus der Materie entweicht. Da die Wahrscheinlichkeit für Fotoeffekt mit abnehmender Energie der Gammaquanten zunimmt, ist dementsprechend die Chance groß, daß ein Comptonquant seinerseits Fotoeffekt macht und dadurch eliminiert wird. Die Foto- und Comptonelektronen verlieren ihre Energie in Materie durch die Wechselwirkungsprozesse, die schon oben beschrieben wurden, d. h. es werden letztlich entsprechend der Energie der Quanten Ionenpaare erzeugt.

Gammaquanten mit Energien oberhalb von etwa 1,02 MeV können ihre Gesamtenergie durch den Paar-Bildungseffekt verlieren. Dabei entsteht ein Elektronpositronpaar (Abb. 8c). Die 1,02 MeV überschreitende

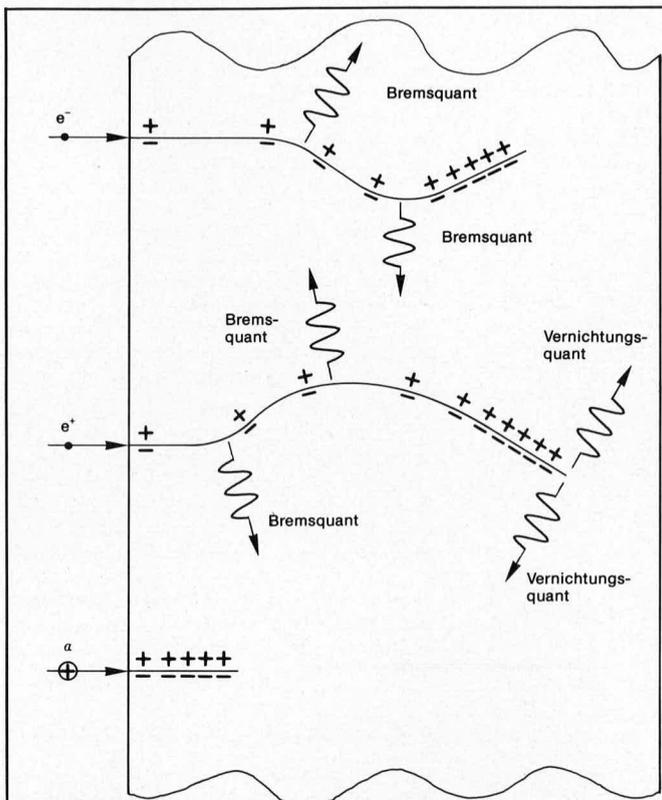


Abbildung 6: Schematische Darstellung der Wechselwirkung direkt ionisierender geladener Teilchenstrahlung in Absorbermaterie. ($\pm \triangleq$ Ionenpaar)

Quantenenergie wird von Elektron und Positron als Bewegungsenergie übernommen. Diese beiden Teilchen verlieren ihre Energie durch die bereits besprochenen Wechselwirkungsprozesse. Das Gammaquant wird also in ein Elektronpositronpaar umgewandelt. Dieser Effekt der Erzeugung eines Elektron-Positron-Paars aus einem γ -Quant ist die Umkehrung des unter 3.1 (Abb. 5d) besprochenen Effekts der Vernichtung eines Elektron-Positron-Paars zugunsten der Erzeugung von zwei γ -Quanten.

Auch die Gammastrahlung gehört zur Gruppe der indirekt ionisierenden Strahlung, da die meßbaren Ionenpaare nicht direkt von Gammaquanten, sondern erst durch von den Gammaquanten sekundär erzeugten schnellen Foto- und Comptonelektronen erzeugt werden.

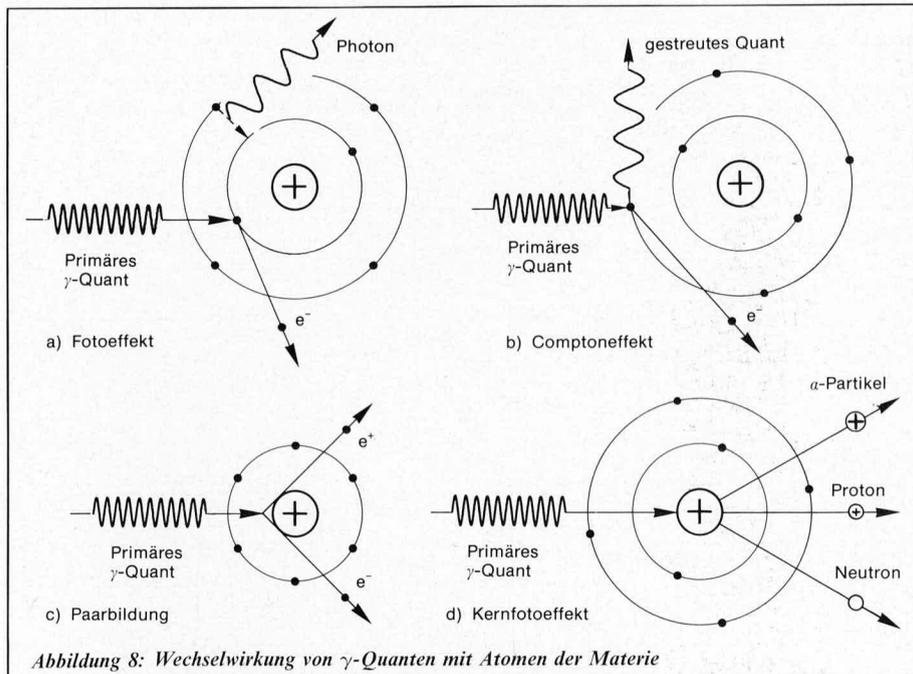


Abbildung 8: Wechselwirkung von γ -Quanten mit Atomen der Materie

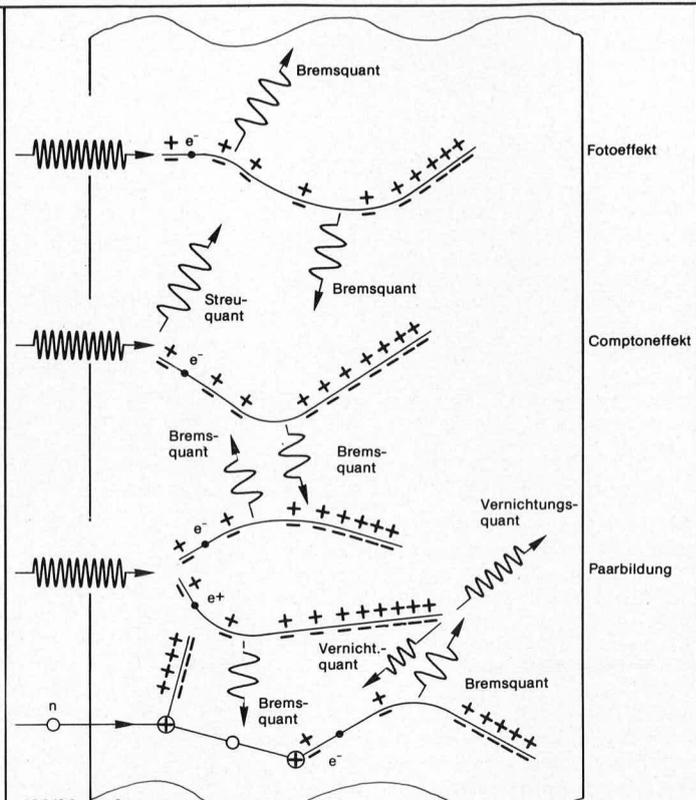


Abbildung 9: Schematische Darstellung der Wechselwirkung indirekt ionisierender Strahlung (Gamma- und Neutronenstrahlung) in Absorbermaterie ($\pm \triangleq$ Ionenpaar)

Im Prinzip kann bei Gammaquanten noch gemäß Abb. 8d der sogenannte Kernfotoeffekt auftreten, bei dem ein oder mehrere Neukleonen (Neutronen, Protonen, Alpha-Teilchen) aus einem Kern herausgeschlagen werden. Der resultierende Restkern ist im Regelfall radioaktiv. Dieser Prozess wird erst merkbar bei relativ großen Gammaenergien oberhalb von etwa 10 MeV. Da Gammaenergien dieser Größenordnung nur in Sonderfällen auftreten (große Beschleuniger), wird dieser Effekt hier nicht weiterverfolgt.

Die in Abb. 8 dargestellten Wechselwirkungsprozesse hängen von mehreren Parametern ab, und zwar im wesentlichen von der Energie der Quanten und der Art der bestrahlten Materie. Bei niedrigen Energien herrscht der Fotoeffekt vor. Dieser nimmt mit zunehmender Quantenenergie ab. Der Comptoneffekt überwiegt im Energiebereich um 1 MeV, während der Paarbildungseffekt erst bei Energien ab 1,02 MeV einsetzt, aber erst oberhalb von 5 MeV merkbar wird.

Für alle Wechselwirkungsprozesse von Quantenstrahlung mit Materie gilt, daß diese mit wachsender Kernladungszahl Z des Absorbermaterials zunehmen. Die Wahrscheinlichkeit für Fotoeffekt ist proportional zu Z^5 , die für Comptoneffekt proportional zu Z und diejenige für Paarbildung proportional zu Z^2 . Daher wird für die Abschirmung von Quantenstrahlung vorzugsweise Blei verwendet.

In Abb. 9 sind die besprochenen Wechselwirkungsprozesse für nicht direkt ionisierende Strahlung (Gammastrahlung und Neutronenstrahlung) noch einmal in einer Absorbersubstanz aufgezeigt. Für die Gammastrahlung ist zunächst der Fotoeffekt dargestellt. Das Gammaquant gibt seine gesamte Energie an ein Elektron ab und verschwindet, während das Elektron durch Ionisationsverluste Ionenpaare erzeugt und im Absorbermaterial verbleibt. Außerdem ist der Fall dargestellt, daß das Gammaquant einen Teil seiner Energie an ein Comptonelektron abgibt, das ebenfalls durch Ionisationsverluste im Absorbermaterial verbleibt, während das Streuquant mit geringerer Energie aus dem Absorbermaterial entweichen kann. Schließlich ist noch die Paarbildung skizziert. Das γ -Quant wird eliminiert, wobei gleichzeitig ein Elektron-Positron-Paar erzeugt wird. Elektron und Positron verlieren ihre Energie durch Ionisation und kommen zur Ruhe. Das zur Ruhe gekommene Positron reagiert mit einem Elektron, wobei zwei Vernichtungsquanten erzeugt werden, die ihrerseits wieder durch Foto- und Compton-Effekt mit der Materie in Wechselwirkung treten.

Für Neutronen ist skizziert, daß das schnelle Neutron zunächst einen elastischen Stoß mit einem Kern — z. B. mit dem Kern eines Wasserstoffatoms — vollführt hat und dabei einen Teil seiner Energie auf diesen übertragen hat. Das Proton (Wasserstoffkern) kommt ebenfalls durch Ionisation zur Ruhe,

während das Neutron im weiteren von einem Kern eingefangen wurde und diesen aktiviert hat, so daß ein schnelles Elektron emittiert wurde. Dieses kommt durch Ionisation zu Ruhe.

3.4 Zusammenfassung

Zusammenfassend kann festgehalten werden, daß sowohl bei der direkt als auch bei der indirekt ionisierenden Strahlung letztlich immer eine Vielzahl von Ionenpaaren in der Absorbersubstanz erzeugt wird, wobei die Zahl der erzeugten Ionenpaare proportional zur Energie der jeweiligen Strahlungskomponente ist. Einerseits wird die so erzeugte Ladung für Meßzwecke (Detektortechnik) benutzt und zum anderen stellt diese Ladung auf engstem Raum ein wesentliches Gefährdungspotential im Hinblick auf die biologische Wirkung der Strahlung dar.

4. Strahlendosimetrie

Die Angabe der Aktivität einer Quelle läßt lediglich eine Aussage darüber zu, wieviele Zerfälle radioaktiver Kerne in einer bestimmten Zeit erfolgen. Die zahlenmäßige Erfassung der Wirkung der Strahlung ist mit der Aktivität und deren Einheit nicht möglich. Dazu wird der Begriff der Dosis eingeführt. Bei der Definition der Strahlendosis macht man von den Strahlenwirkungen Gebrauch, die unter 3. bereits ausführlich besprochen wurden. Als besonders geeignet haben sich zwei Wirkungen erwiesen. Entsprechend erhält man zwei verschiedene Dosisbegriffe.

4.1 Ionendosis

Bei der Ionendosis macht man von der ionisierenden Wirkung der Strahlung Gebrauch. Als Bezugsmaterie benutzt man trockene Luft von 0°C bei einem Druck von 1013 hPa. Die Ionisierung der bestrahlten Luft dient als meßbare Strahlenwirkung. Die im Luftvolumen erzeugten Ionenpaare werden gemessen und zur zahlenmäßigen Beschreibung der für ihre Entstehung verantwortlichen Strahlung benutzt. Die auf diese Weise gemessene physikalische Größe heißt Ionendosis, für die folgende Definition gilt:

Unter der Ionendosis J einer ionisierenden Strahlung versteht man den Quotienten aus der Ladung der von der Strahlung durch Ionisation in trockener Luft von 0°C und 1013 hPa erzeugten Ionen eines Vorzeichens und der Masse der durchstrahlten Substanz:

$$J = \frac{dQ}{dm}$$

Aus dieser Gleichung ergibt sich als Einheit der Ionendosis Coulomb durch Kilogramm ($C \cdot kg^{-1}$).

Für die nicht mehr zulässige Einheit Röntgen (R) der Ionendosis gilt folgende Umrechnung:

$$1 R = 258 \mu C \cdot kg^{-1} = 258 \cdot 10^{-6} C \cdot kg^{-1} \text{ oder } 1 C \cdot kg^{-1} = 3875,97 R$$

4.2 Energiedosis

Die Definition der Energiedosis beruht auf der Energieabsorption, die beim Durchgang von Strahlung durch Materie erfolgt. Die von Radionukliden ausgehende Strahlung stellt einen Energiestrom dar. Bei der Wechselwirkung von Strahlung mit Materie gibt Strahlung diese Energie an die Materie ab. Daher ist es sinnvoll, die absorbierte Energie in der Materie für die Wirkung dieser Strahlung zu verwenden. Auf diese Weise entsteht der Begriff der Energiedosis:

Unter der Energiedosis einer ionisierenden Strahlung versteht man den Quotienten aus der von der bestrahlten Substanz absorbierten Energie und der Substanzmasse:

$$D = dW/dm.$$

Für die Einheit der Energiedosis gilt Joule durch Kilogramm (J/kg).

$$1 J/kg = 1 \frac{Ws}{kg} = 1 \text{ Gray (1 Gy)}.$$

Die früher benutzte Einheit 1 Rad (rd) für die Energiedosis wird wie folgt in die Energiedosisseinheit Gray umgerechnet:

$$1 rd = 1 cGy = 10^{-2} J \cdot kg^{-1} \text{ bzw.}$$

$$1 Gy = 100 rd.$$

Rad steht für radiation absorbed dosis.

Auch bei gleicher Energiedosis können ionisierende Strahlen verschieden starke biologische Schädigungen im Körpergewebe hervorrufen. Die Schädigung durch ionisierende Strahlung ist im allgemeinen um so größer, je größer die Ionisierungsdichte —das ist der Energieverlust der Strahlung je Weglänge— längs der Bahn der Strahlung durch die Materie ist. Diese Größe hängt von der Ladung, der Energie und der Art der Strahlungspartikel ab.

4.3 Äquivalentdosis

Die unterschiedliche biologische Wirkung verschiedener radioaktiver Strahlungsarten wird durch einen Bewertungsfaktor q berücksichtigt. Dieser Qualitätsfaktor q ist eine reine Zahl. In Tab. 1 sind für die wichtigsten Strahlungstypen die Bewertungsfaktoren q und die Ionisierungsdichten dW/dx in der Einheit $keV/\mu m$ angegeben.

Strahlungsart	q	$\frac{dW}{dx}$ keV/ μm
Röntgen- u. Gammastrahlung, Betastrahlung, (Elektronen und Positronen)	1	3,5
Protonen; Energie > 2 MeV	2	53
Neutronen; Energie > 10 keV	10	7–53
Alpha-Strahlung; Rückstoßkerne, Spaltprodukte	20	53–200

Tabelle 1: Bewertungsfaktoren q und Energieverlust je Weglänge für einige Strahlungsarten

Mit Hilfe der Bewertungsfaktoren q läßt sich eine physikalische Dosis angeben, die einer biologischen Wirkung äquivalent ist. Dies ist für Ganzkörperbestrahlung die sogenannte Äquivalentdosis $D_q = D \cdot q$. Die Äquivalentdosis besitzt die gleiche Einheit wie die Energiedosis, da der Bewertungsfaktor q eine Zahl ist. Um Verwechslungen zwischen der Energiedosis und der Äquivalentdosis zu vermeiden, wurde früher für die Äquivalentdosis die Einheit REM (rem) eingeführt. Dabei gilt $1 \text{ rem} = 10^{-2} J/kg = 10^{-2} \text{ Gy}$. Die Bezeichnung REM ist ein Kunstwort, das aus „radiation equivalent man“ gebildet worden ist. Seit dem 1. Januar 1986 wird die Äquivalentdosis in

Größe	gültige Einheit	nicht mehr zulässige Einheit	Umrechnung
Aktivität	Becquerel (Bq) $1 Bq = 1 s^{-1}$	Curie (Ci)	$1 Ci = 3,7 \cdot 10^{10} Bq$ $1 Bq = 2,7 \cdot 10^{-11} Ci$
Ionendosis	Coulomb durch Kilogramm (C/kg)	Röntgen (R)	$1 R = 2,58 \cdot 10^{-4} C/kg$ $1 C/kg = 3876 R$
Energiedosis	Joule durch Kilogramm (J/kg) bzw. Gray (Gy) $1 Gy = J/kg$	Rad (rd)	$1 rd = 0,01 Gy$ $1 Gy = 100 rd$
Äquivalentdosis	Sievert (Sv) $1 Sv = 1 J/kg$	Rem (rem)	$1 rem = 0,01 Sv$ $1 Sv = 100 rem$
Ionendosisleistung	Ampere durch Kilogramm (A/kg)	Röntgen durch Sekunde (R/s)	$1 R/s = 2,58 \cdot 10^{-4} A/kg$
Energiedosisleistung	Gray durch Sekunde (Gy/s)	Rad durch Sekunde (rd/s)	$1 rd/s = 0,01 Gy/s$ $1 Gy/s = 100 rd/s$
Äquivalentdosisleistung	Sievert durch Sekunde (Sv/s)	Rem durch Sekunde (rem/s)	$1 rem/s = 0,01 Sv/s$ $1 Sv/s = 100 rem/s$

Tabelle 2: Physikalische Größen und deren Einheiten in der Radiologie

Sievert (Sv) gemessen, wobei die Umrechnung $1 Sv = 100 \text{ rem}$ gilt.

4.4 Dosisraten

Die Wirkung ionisierender Strahlung nimmt allgemein mit längerer Bestrahlungsdauer zu. Daher wird der Begriff der Dosisleistung oder auch Dosisrate eingeführt:

$$D = dD/dt.$$

Während die Dosis die Wirkung eines Strahlungsfeldes auf einen Absorber kennzeichnet, beschreibt die Dosisrate, wie schnell die Wirkung zustande kommt. Da verschiedene Dosisgrößen verwendet werden, unterscheidet man auch zwischen Ionendosisrate, Energiedosisrate und Äquivalentdosisrate.

Aus Gründen der Übersicht sind in Tab. 2 die aufgezeigten Physikalischen Größen und deren Einheiten in der Radiologie noch einmal zusammengestellt worden. Dabei wurde auch berücksichtigt, daß ältere, nicht mehr zulässige Einheiten noch vielfach benutzt werden, weil sich die derzeit gültigen Einheiten noch nicht überall durchgesetzt haben. Insbesondere wurde auch Wert darauf gelegt, die Umrechnung zwischen derzeit gültigen und nicht mehr zulässigen Einheiten festzuhalten.

5. Umweltbedingte Strahlenbelastung

Unter der Strahlenbelastung versteht man die Einwirkung energiereicher radioaktiver Strahlen auf lebende Organismen. Seit ihrer Existenz ist die Menschheit solcher Strahlenbelastung ausgesetzt. Diese Strahlenbelastung hat ihren Ursprung in der natürlichen Umwelt. In neuerer Zeit ist diese Belastung kritisch untersucht worden, da vor allem die Entwicklung und der Einsatz von Kernwaffen gezeigt hat, daß energiereiche Strahlung erhebliche Strahlenschäden verursachen kann. Außerdem haben der Bau von kerntechnischen Anlagen, die zunehmende Verwendung radioaktiver Stoffe mit energiereicher Strahlung in der medizinischen Diagnostik und Therapie sowie deren immer umfangreicherer Einsatz in Forschung und Technik dazu geführt, daß die Probleme der Strahlenbelastung und des Strahlenschutzes in weiten Kreisen der Bevölkerung an Interesse gewonnen haben. Die verschiedenen Arten der umweltbedingten Strahlenbelastung, die man in der Regel nicht vermeiden kann, sind in Tabelle 3 zusammengestellt und werden nachfolgend besprochen.

5.1 Natürliche Strahlenbelastung

Der natürlichen Strahlenbelastung sind die Menschen während ihres ganzen Lebens ausgesetzt. Ihr Wert ist von Ort zu Ort verschieden und setzt sich aus 3 Komponenten zusammen:

Kosmische Strahlung, terrestrische Strahlung und Eigenstrahlung des Körpers.

Die kosmische Strahlung stammt von der Sonne und weiter entfernten Sternsystemen. Sie nimmt mit wachsender Höhe zu, da ein Teil der Strahlung durch die Atmosphäre absorbiert wird. Für die Bundesrepublik Deutschland gilt, daß sich diese Belastung zwischen 0 und 1000 m Höhe bei 30 bis 40 mrem/Jahr bewegt. Erheblich stärkere Strahlenbelastungen treten in größeren Höhen auf. Typische Strahlenbelastungen für Flugzeugbesatzungen bei ca. 500 Flugstunden im Jahr sind 500 mrem/a.

Die terrestrische Strahlung stammt aus natürlichen radioaktiven Nukliden — die unter 2.2 genannten primordiale Kerne sowie deren Folgepunkte —, die in unterschiedlicher Konzentration im Mauerwerk von Gebäuden, in Gesteinen und in der Atmosphäre vorhanden sind. So ist heute bekannt, daß innerhalb von Häusern aus Ziegel- und Bimssteinen die Strahlenbelastung bis zu 50 % höher sein kann, als in Holzhäusern oder im Freien. Der Mittelwert der terrestrischen Strahlung in der Bundesrepublik Deutschland beträgt 50 mrem/a im Freien und 70 mrem/a innerhalb von Gebäuden. Es gibt jedoch Gebiete, in denen deutlich höhere Werte gemessen werden. Im Schwarzwald werden vereinzelt Werte bis zu 500 mrem/a gefunden. Noch höhere Werte findet man in Indien und Brasilien, nämlich 2000 bis 3000 mrem/a.

Die Eigenstrahlung des Körpers wird durch Radionuklide hervorgerufen, die mit der Nahrung, dem Trinkwasser und der Atmung in den menschlichen Körper gelangen (inkorporiert werden). Hierbei handelt es sich um extrem langlebige Radionuklide mit Halbwertszeiten von 10^8 bis 10^{10} a. Dies können Nuklide sein, die nach dem Zerfall in ein stabiles Nuklid übergehen (z. B. Kalium-40) oder aber Nuklide, die nach dem Zerfall in Kerne übergeführt werden, die ihrerseits weiter zerfallen. Hervorzuheben ist in diesem Zusammenhang die Inhalation des radioaktiven Edelgases Radon mit seinen Folgeprodukten in der Luft. Dieses Nuklid wird in der Erdkruste von den Muttersubstanzen der natürlichen Zerfallsreihen (vgl. 2.2) freigesetzt und gelangt in die Luft. Von besonderer Bedeutung sind dabei die radioaktiven Radonisotope mit ihren radioaktiven Folgeprodukten, die ihrerseits wieder eine große biologische Wirkung haben (vgl. Tab. 1).

Einen Sonderfall nimmt hier das Kohlenstoffisotop C-14 ein, das in Bezug auf das Erdalter zwar relativ kurzlebig ist, da seine Halbwertszeit $T_{1/2} = 5730$ Jahre beträgt, aber unter dem Einfluß der kosmischen Strahlung ständig in der Atmosphäre nachgebildet wird.

Diese Substanzen lagern sich in Organismen ab und verursachen so die Eigenstrahlung der Körper. Diese innere Strahlenbelastung ist für die einzelnen Organe erheblich verschieden, da die inkorporierten Radionuklide in den verschiedenen Körperteilen in unterschiedlicher Konzentration abgelagert werden (vgl. dazu auch die Ausführungen unter 8.). Die inkorporierten natürlichen Radionuklide führen im Mittel zu einer Strahlenbelastung von 20 mrem/a.

Die genannten Komponenten der natürlichen Radioaktivität führen in der Bundesrepublik Deutschland im Mittel insgesamt zu einer Strahlenbelastung von 110 mrem/a.

5.2 Zivilisatorische Strahlenbelastung

Zur zivilisatorischen Strahlenbelastung — bedingt durch den Einsatz und die Verwendung künstlicher Strahlenquellen in technischen Geräten und Anlagen — tragen ebenfalls mehrere Komponenten bei:

Medizinische Diagnostik und Therapie, Kernwaffenversuche, Alltagsbelastungen und kern-technische Anlagen.

Strahlung aus natürlichen Quellen	in mrem/a (0,01 mSv/a)
Kosmische Strahlung (0 – 1000 m Höhe)	30 – 50
Terrestrische Strahlung im Freien (4 h pro Tag)	5 – 10
Strahlung in Gebäuden (20 h pro Tag)	50 – 60
Strahlung durch inkorporierte Radionuklide	0 – 30
Mittelwert (natürlich)	110
Zivilisatorische Strahlenbelastung	
Medizin	10 – 50
Technische Geräte und Industrieprodukte	1 – 3
Strahlenbelastung im Flugzeug (bei 10000 m Flughöhe und 0 – 10 Flügen pro Jahr)	0 – 40
Kernwaffenversuche	4
Kerntechnik	< 1
Mittelwert (zivilisatorisch)	60
als Mittelwert in der Bundesrepublik Deutschland insgesamt wird angenommen	170 mrem/a
Tabelle 3: Mittlere Strahlenbelastung durch Umweltradioaktivität (Hintergrundstrahlung)	

Die künstliche Strahlenbelastung im medizinischen Bereich ist überwiegend auf die Verwendung von Röntgenstrahlung im diagnostischen Bereich zurückzuführen. Neben herkömmlichen Röntengeräten sind hier auch Computertomographen zu nennen. Auch der Einsatz von Radionukliden zu diagnostischen Zwecken (Nuklearmedizin) trägt zu dieser Belastung bei. Für jeden Bewohner der Bundesrepublik Deutschland ergibt sich daraus im Mittel eine Strahlenbelastung von 50 mrem/a. Durch die oberirdischen Kernwaffenversuche sind große Mengen radioaktiver Nuklide in die Atmosphäre gebracht worden, die sich inzwischen über die ganze Erde verteilt haben. Diese Belastung nimmt allmählich ab, da die atmosphärischen Kernwaffenversuche seit längerem eingestellt wurden. Die so verursachte Strahlenbelastung beträgt zur Zeit im Mittel 4 mrem/a.

Zur Strahlenbelastung im Alltag tragen technische Geräte, z. B. Fernsehempfänger, aber auch der Flugverkehr, bei. Für diese Strahlenbelastung ergibt sich im Mittel eine Belastung von 3 mrem/a, wobei Flugzeugbesatzungen erheblich größeren Belastungen ausgesetzt sind.

Da Kernkraftwerke mit der Abluft Radionuklide an die Umgebung abgeben, tritt für die Bevölkerung im Umkreis solcher Kernkraftwerke ebenfalls eine zusätzliche Strahlenbelastung auf, die im Umkreis von 3 km im Mittel kleiner als 0,1 mrem/a ist. Dabei sind Störfälle nicht berücksichtigt.

Die zivilisatorische Strahlenbelastung in der Bundesrepublik Deutschland besitzt im Mittel insgesamt einen Wert von 60 mrem/a.

Damit ergibt sich für die Bundesrepublik Deutschland der in Tab. 3 angegebene Mittelwert der Strahlenbelastung von 170 mrem/a, der durch Umweltradioaktivität verursacht wird. Extremwerte wurden dabei nicht berücksichtigt.

6. Biologische Strahlenwirkung

6.1 Grundlagen

Jeder lebende Organismus ist aus Zellen aufgebaut, die ihrerseits aus sehr komplizierten Atomverbindungen (Moleküle) zusammengesetzt sind. Je nach Körperbereich unterscheiden sich diese Zellen in ihrer Struktur und Funktion. Die Zellen eines Körpers unterliegen einer Vielzahl von Zellteilungen, wobei sich die Zellen jeweils identisch verdoppeln. Der Verlauf der Zellteilungen und die unterschiedliche Entwicklung der Zellen werden durch die im Zellkern enthaltenen Chromosomen bestimmt.

Die Chromosomen bestehen aus Eiweißen und komplizierten nicht eiweißhaltigen Verbindungen, den sogenannten Nukleinsäuren (Kernsäuren), die die Träger der Erbinformation sind. Es gibt zwei Kernsäuren, nämlich die Desoxiribonukleinsäure (DNS) und die Ribonukleinsäure (RNS). Die DNS gehört zu den größten in der Natur vorkommenden Molekülen. Bevor eine Zellteilung einsetzt, müssen die Kernsäuren originalgetreu verdoppelt werden, da diese den genetischen Code zum Aufbau spezifischer Enzyme und lebenswichtiger Eiweiße enthalten. Ein Teil der DNS, eine sogenannte Funktionseinheit, die die Information für den Aufbau eines Enzyms enthält, ist ein Gen. Die Gene sind linear auf den Chromosomen angeordnet. Der Stoffwechsel einer Zelle erfolgt überwiegend in ihrem Zellplasma, wo mit Hilfe von winzigen Zellorganellen, den Ribosomen und der an der Matrix der DNS gebildeten RNS die Eiweißsynthese stattfindet. Da eine relative Konstanz der Arten nur durch die Konstanz spezifischer Enzyme und spezifischer Eiweiße gewährleistet ist, ist eine ungestörte Reduplikation der DNS, deren zwei identische Tochter-DNS-Moleküle bei der Zellteilung an die beiden Tochterzellen weitergegeben werden, notwendig.

Jeder Mensch verfügt in jedem Gramm seiner Körpermasse über etwa 10^9 Körperzellen, in denen der jeweilige Zellkern etwa eine Masse von $3 \cdot 10^{-10}$ Gramm besitzt, wozu die Chromosomen wiederum nur mit ca. 2 % beitragen. Damit stellen die Chromosomen und erst recht die Gene zwar winzige aber empfindliche Ziele für die Strahlung dar. Da sie die Erbanlagen tragen, sind sie besonders gefährdet.

Aufschlußreich ist in diesem Zusammenhang ein Zahlenbeispiel, das von Prof. Dr. L. E. Feinendegen, dem Direktor des Instituts für Medizin der Kernforschungsanlage in Jülich, vorgerechnet wurde. Danach werden in einem Menschen, dessen Masse 70 kg beträgt, pro Minute etwa 70 Millionen Zellkerne von Strahlungspartikeln getroffen, die aus der natürlichen Umweltradioaktivität stammen. Diese Belastung bleibt fast immer ohne Folgen, da die Natur mit einem Reparaturvermögen reagiert. Diese Reparaturen dauern bei einfachen Chromosomenbrüchen kaum länger als 10 Minuten, während bei komplizierteren Fällen bis zu 2 Stunden vergehen können. Wird dagegen dieses Reparaturvermögen durch eine zu große Strahlenbelastung überfordert oder sogar ausgeschaltet, kommt es zu dauerhaften Schäden, die im Extremfall zum Tod führen.

Äquivalentdosis/rem (0,01 Sv)	Strahlenwirkung
0 – 30	Keine klinisch erkennbaren Wirkungen; Spätwirkungen können nicht ausgeschlossen werden.
30 – 100	Vorrübergehende leichte Veränderung des Blutbildes; Spätwirkungen können auftreten, allerdings ist die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten ernster Schäden für die Einzelperson sehr gering.
100 – 200	Typische Frühsymptome sind Übelkeit, Erbrechen, Durchfall und Müdigkeit; Das Blutbild wird verändert, wobei mit verstärkter Erholung zu rechnen ist. Eine Reduktion der Lebenserwartung durch Spätwirkungen von etwa 1 % ist anzunehmen.
200 – 600	Nach wenigen Stunden tritt Übelkeit, Erbrechen und Durchfall auf, wozu nach einer Woche Appetitverlust und allgemeines Unwohlsein hinzukommen. Nach 2 bis 6 Wochen treten die ersten Todesfälle auf. In 50 % der Fälle muß bei Äquivalentdosen von etwa 600 rem (LD 50) mit dem Tod gerechnet werden.
oberhalb 600	Bei diesen Äquivalentdosen bestehen nur sehr geringe Überlebenschancen. In nahezu 100 % der Fälle muß mit dem Tod gerechnet werden.

Tabelle 4: Somatische Strahlenwirkungen nach kurzzeitiger Ganzkörperbestrahlung

Die Wirkung der Strahlung verläuft über die besprochenen Wechselwirkungsprozesse mit Materie, wobei die Ionisierung im Vordergrund steht. Durch die Ionisierung können chemisch aktive Moleküle (Radikale) gebildet werden, die lebenswichtige Zellbereiche beeinflussen. Daneben können diese Zellbereiche auch direkt geschädigt werden. Dies führt dazu, daß entweder die Lebensfunktion einer Zelle stark beeinträchtigt wird oder aber eine Veränderung der Erbanlagen der Zelle resultiert, die bei der Teilung auf weitere Zellen übertragen wird. Solche Erbveränderungen sind dann besonders schwerwiegend, wenn sie in Keimzellen oder während des frühen Wachstums eines Organismus erfolgen. Während der Phase der Zellteilung sind Zellen besonders empfindlich gegen die Belastung durch radioaktive Strahlung, so daß Gewebe mit großer Zellteilungsrate besonders gefährdet ist (Knochenmark, Haut), während Zellen mit geringerer Zellteilungsrate (z. B. Nerven, Muskeln, Bindegewebe) wesentlich widerstandsfähiger sind.

Bei der Wirkung radioaktiver Strahlung unterscheidet man zwischen somatischen und genetischen Strahlenschäden. Beide Arten der Schädigung werden nachfolgend genauer untersucht.

6.2 Somatische Strahlungsschädigung

Unter somatischen Strahlenschäden versteht man eine Schädigung, die sich unmittelbar

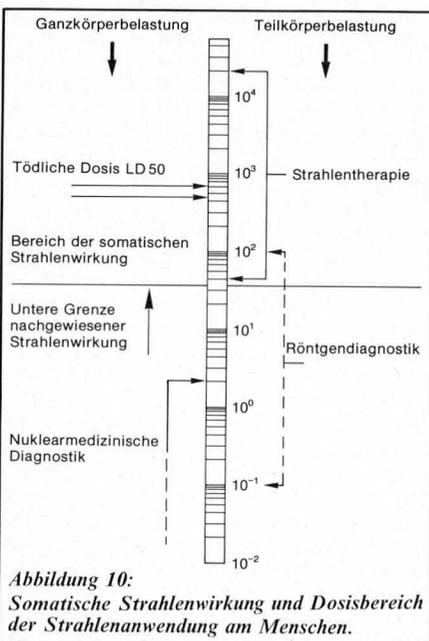


Abbildung 10:
Somatische Strahlenwirkung und Dosisbereich der Strahlenanwendung am Menschen.

auf die Gesundheit der betroffenen, bestrahlten Person auswirkt. Die somatischen Strahlenschäden bei kurzzeitiger Ganzkörperbestrahlung sind in Tab. 4 zusammengestellt. Bei Teilkörperbestrahlung des Körpers, insbesondere der Extremitäten, können dagegen ohne Schaden deutlich größere Dosen vertragen werden als bei Ganzkörperbestrahlung. Wegen der natürlichen Regenerationsfähigkeit der Organismen ruft eine Dosisbelastung, die gleichmäßig über längere Zeiträume verteilt zugeführt wird, deutlich geringere unmittelbare Wirkungen hervor als eine Dosis von gleicher Größe, die jedoch kurzzeitig aufgenommen wird. In jedem Falle können Spätchäden, die erst nach Monaten oder Jahren auftreten, nicht ausgeschlossen werden. Diese Spätchäden sind unabhängig von der Art der Bestrahlung und hängen nur von der insgesamt aufgenommenen Dosis ab.

In Abb. 10 wird noch einmal ein vereinfachter Überblick über die somatische Strahlenwirkung in anderer Form gegeben. Diese Angabe wird gleichzeitig verglichen mit dem Dosisbereich der Strahlenanwendung am Menschen. Man erkennt, daß nur bei der Röntgendiagnostik in Ausnahmefällen Organdosen erreicht werden, die zu somatischen Wirkungen geführt hätten, wenn sie als Ganzkörperdosen gegeben worden wären. Wegen der äußerst umfangreichen Erfahrung auf diesem Gebiet kann gesagt werden, daß seit Jahrzehnten die Röntgendiagnostik so vernünftig eingesetzt wurde, daß es zu keinen groben somatischen und genetischen Schäden gekommen ist. Auch das berechenbare Risiko für Spätchäden nach röntgendiagnostischen Untersuchungen liegt sehr deutlich unterhalb aller anderen Gesundheitsrisiken.

In der Medizin erfolgt die Anwendung von radioaktiven Strahlen in der Regel bei sehr hohen Dosisleistungen und kurzen Anwendungszeiten. Bei der Röntgendiagnostik liegen die Dosisleistungen zum Beispiel um $\dot{D} = 100 \text{ rem/s} = 1 \text{ Sv/s}$, wobei die Anwendungszeiten ungefähr 0,1 s betragen. Bei Lungenaufnahmen ist zum Beispiel eine Strahlendosis von 0,1 bis 0,5 rem erforderlich. Magenaufnahmen erfordern Dosen von 1,5 bis 3 rem, während für Kieferaufnahmen 3 bis 5 rem notwendig sind. Dagegen werden in der Strahlentherapie Äquivalentdosen bis zu 20 000 rem eingesetzt, um krankhafte Organe zu bestrahlen.

Bei der Anwendung der beschriebenen Dosen handelt es sich um Teilkörper oder Organbestrahlungen. Für die Menschen sind bei Teilkörperbestrahlungen erheblich höhere Dosen verträglich als bei Ganzkörperbestrahlung.

Die untere Grenze für den Nachweis einer Strahlenwirkung (eine vorübergehende Veränderung im Blutbild) liegt bei einer kurzzeitig aufgenommenen Dosis von etwa 30 rem. Nach kurzzeitigen Einwirkungen im Dosisbereich von 100 bis 200 rem treten die in Tab. 4 beschriebenen ausheilbaren Krankheitsercheinungen auf. Nach der Aufnahme einer Kurzzeitdosis von etwa 600 rem (LD 50 in Abb. 10) muß mit dem Tode der Hälfte der bestrahlten Menschen nach einigen Wochen gerechnet werden.

6.3 Genetische Strahlungsschädigung

Unter genetischen Schäden versteht man Veränderungen des Erbgutes (Mutationen). Diese können bei der Bestrahlung der Fortpflanzungsorgane auftreten. Dementsprechend liegen hier Schäden vor, die sich auf den Gesundheitszustand von Folgegenerationen auswirken.

Daher hängen genetische Schäden größerer Bevölkerungsgruppen einmal von der Höhe der Keimdrüsenbestrahlung und zum anderen von der Wahrscheinlichkeit ab, mit der jeder Betroffene der Bevölkerungsgruppe unter Berücksichtigung seines Alters und seines Geschlechtes Nachkommen zu erwarten hat. Dieser Sachverhalt wird durch die genetisch signifikante Dosis einer größeren Bevölkerungsgruppe beschrieben, die als Äquivalentdosis in rem angegeben wird. Wie bei der somatischen Schädigung kann man auch für genetische Strahlungsschädigung keine untere Grenze einer Dosis angeben, unterhalb der eine Wirkung mit Sicherheit auszuschließen ist. Auch bei der genetischen Schädigung wird angenommen, daß die Wahrscheinlichkeit einer solchen Schädigung unabhängig von der zeitlichen Folge der Bestrahlungen proportional zur insgesamt aufgenommenen Dosis ist.

Die Grenzen der strahlungsbedingten genetischen Schäden können unter folgenden pessimistischen Annahmen abgeschätzt werden: Zum einen gelte Linearität zwischen Dosis und Wirkung bis zu kleinsten Dosen, so daß auch die kleinste Strahlendosis einen gewissen Beitrag zu den im Kollektiv zu erwartenden genetischen Schäden liefert. Zum anderen wird mit keinem Erholungseffekt bei den Wirkungen kleiner Dosen gerechnet. Die sich aus dieser Überlegung ergebenden genetischen Strahlenschäden werden in der Realität mit Sicherheit unterschritten.

Dabei geht man von dem Konzept aus, daß die von jedem einzelnen Mitglied einer betrachteten Personengruppe empfangene Äquivalentdosis unabhängig von ihrer Höhe zu einer vom gesamten Kollektiv empfangenen Gruppenäquivalentdosis aufsummiert und in „man rem“ angegeben wird. Danach führt z. B. eine Äquivalentdosis von 1 rem, die im Mittel jedes Mitglied einer Personengruppe von 100 Mitgliedern empfangen hat zu der gleichen Gruppenäquivalentdosis von 100 man rem wie eine mittlere Äquivalentdosis von 0,1 mrem, die jedes Mitglied einer Personengruppe von 1 Millionen Mitgliedern empfangen hat.

Für eine genetisch signifikante Gruppenäquivalentdosis von 10^6 man rem ergibt sich dann, daß in der ersten Generation 30 bis 90 Kinder mit genetischen Schäden geboren werden könnten. Diese Zahl erhöht sich im Gleichgewicht nach mehreren Generationen auf 150 bis 450. Wegen der oben getroffenen pessimistischen Annahmen werden diese Zahlen mit Sicherheit unterschritten. Diese Zahlen sind zu vergleichen mit spontanen Mutationen, die auch ohne zusätzliche Strahlenbelastung auftreten. Diese spontane Rate liegt derzeit bei etwa 720 Geburten von Kindern mit genetischen Schäden im Jahr in einer Gruppe von 10^6 Personen.

So würde etwa eine mittlere genetisch signifikante Äquivalentdosis von 1 mrem pro Jahr in der Bundesrepublik Deutschland zu einer genetisch signifikanten Gruppenäquivalentdosis von $6 \cdot 10^4$ man rem pro Jahr bezogen auf die Gesamtbevölkerung führen. Die Zahl der Geburten von Kindern mit strahlungsbedingten genetischen Schäden würde bei dieser Belastung auch nach Erreichen des Gleichgewichts mit Sicherheit unter 30 pro Jahr liegen. Dieser Beitrag macht weniger als 0,07 % der spontanen Rate aus.

Die gesetzlichen Strahlenschutzvorschriften gewährleisten, daß die zusätzliche mittlere genetische Strahlenbelastung der Bevölkerung, die durch den Umgang mit Strahlenquellen verursacht wird, erheblich kleiner bleibt als die durchschnittliche Dosischwankung der natürlichen Umweltstrahlung.

7. Strahlenschutz

7.1 Prinzipielle Vorsorge

Unzulässig hohe Strahlenbelastungen sind grundsätzlich zu vermeiden. Dazu sind die nachfolgend genannten Grundregeln einzuhalten:

Die eingesetzten Strahlenquellen sollen eine möglichst kleine Quellstärke besitzen. Außerdem muß die Aufenthaltsdauer im Strahlenfeld auf möglichst kurze Zeit beschränkt werden. Der wirksamste und preiswerteste Schutz vor unzulässiger Strahlenbelastung ist die Einhaltung möglichst großer Abstände von den Strahlenquellen. Schließlich ist noch die Verwendung von Abschirmwänden zu nennen, in denen die radioaktive Strahlung entsprechend den besprochenen Wechselwirkungsprozessen ihre Energie abgibt und damit abgeschirmt wird.

Wegen der zunehmenden Verwendung von radioaktiven Strahlenquellen sind in den meisten Ländern entsprechende Gesetze und Verordnungen zum Schutz gegen Gefahren durch ionisierende Strahlen erlassen worden. Die Strahlenschutzregelungen zielen darauf ab, einerseits Personen, die mit radioaktiven Strahlenquellen umgehen müssen, ausreichend gegen unmittelbare somatische Strahlenschäden zu schützen und andererseits eine bedenkliche Zunahme von genetischen Schäden (Schädigung des Erbgutes, Mutationen) in der Gesamtbevölkerung durch die Anwendung von Strahlenquellen zu vermeiden.

Da es weder den Nachweis der absoluten Ungefährlichkeit niedriger Dosen noch dessen Gegenteil gibt, befindet man sich bei der Bewertung radioaktiver Gefährdung in einem Dilemma. Es gibt allerdings zwei Bezugspunkte. Zum einen ist dies die natürliche Strahlenbelastung, der der Mensch seit Jahrtausenden ausgesetzt ist (vgl. 5.1 und Tab. 3). Zum anderen liegen hinreichend Erfahrungen im gezielten Umgang mit radioaktiver Strahlung — wie z. B. in der Nuklearmedizin und in der Kerntechnik — vor (vgl. 6. und Abb. 10). Zwischen den beiden Bezugspunkten liegt jedoch eine große Zone der Unsicherheit. Grundsätzlich sollte daher jede unnötige zusätzliche Strahlenbelastung vermieden werden. Dies ist auch das Ziel der gesetzlichen Regelungen und Bestimmungen.

7.2 Rechtliche Grundlagen

Das Atomrecht umfaßt alle Rechtsvorschriften, deren Inhalt das Ziel haben, Leben, Gesundheit und Sachgüter vor den Gefahren der Kernenergie (Kernenergiegesetz) und der schädlichen Wirkung ionisierender Strahlen (Strahlenschutzrecht) zu schützen. Die Entwicklung des Atomrechts geht aus Tab. 5 hervor, in der die wichtigsten Verordnungen und auch internationale Übereinkommen chronologisch aufgelistet sind.

Das Kernenergiegesetz ist in der Bundesrepublik Deutschland ein Sonderrechtsgebiet, das

1925	International Commission on Radiological Units and Measurements — ICRU —
1928	International X-ray and Radium Protection Commission (seit 1950: International Commission on Radiological — ICRP —)
1930	Röntngengesetz in Dänemark
1941	Verordnung zum Schutz gegen Schädigung durch Röntgenstrahlen und radioaktive Stoffe in nicht medizinischen Betrieben (in Kraft bis 1973)
1959	Atomgesetz vom 23. Dez. 1959 (BGBl. I S. 814) Pariser Übereinkommen vom 29. Juli 1960 über die Haftung gegenüber Dritten auf dem Gebiet der Kernenergie
1960	Erste Strahlenschutzverordnung (1. SSVO)
1962	Brüsseler Übereinkommen über die Haftung der Inhaber von Reaktorschiffen und Zusatzprotokoll (Brüsseler Reaktorschiffübereinkommen) vom 25. Mai 1962
1964	Veröffentlichung der OECD — Grundnormen für den Strahlenschutz (BGBl. II 1964, S. 857) — Ergänzung 1970 (BGBl. II S. 208)
1964	Zweite Strahlenschutzverordnung (2. SSVO). Verordnung über den Schutz vor Schäden durch ionisierende Strahlen in Schulen
1970	Bekanntmachung der geänderten Fassung der Grundnormen für den Strahlenschutz der Organisation für wirtschaftliche Zusammenarbeit und Entwicklung (OECD) vom 20. April 1970 (BGBl. II S. 208)
1973	Verordnung über den Schutz vor Schäden durch Röntgenstrahlen (Röntgenverordnung — RÖV —) vom 1. März 1973 (BGBl. I S. 173)
1973	Gesetz zu den Übereinkommen Nr. 115 der Internationalen Arbeitsorganisation vom 22. Juni 1960 über den Schutz der Arbeitnehmer vor ionisierender Strahlung i. d. F. der Bekanntmachung vom 19. Nov. 1973 (BGBl. II S. 1593)
1975	Gesetz zu den Pariser und Brüsseler Atomhaftungsübereinkommen vom 8. Juli 1975 (BGBl. II S. 957)
1976	Richtlinie des Rates (der Europäischen Gemeinschaften) vom 1. Juni 1976 zur Festlegung der überarbeiteten Grundnormen für den Gesundheitsschutz der Bevölkerung und der Arbeitskräfte gegen die Gefahren ionisierender Strahlung (Amtsblatt der Europäischen Gemeinschaften vom 12. Juli 1976 Nr. L 187)
1976	Neue Strahlenschutzverordnung — StrlSchV — (ist anstelle der 1. und 2. SSVO am 1. April 1977 in Kraft getreten)
1980	Festsetzung von Grundnormen gemäß Artikel 30 des Euroatomvertrages (zuletzt Richtlinie des Rates vom 15. Juli 1980 zur Änderung der Richtlinien, mit denen die Grundnormen für den Gesundheitsschutz der Bevölkerung und der Arbeitskräfte gegen die Gefahren ionisierender Strahlungen festgelegt wurden). Jeder Mitgliedsstaat ist verpflichtet, die Einhaltung dieser Grundnormen sicherzustellen.
Tabelle 5: Abriss über die Entwicklung des Atomrechts	

alle Rechtsvorschriften für den Betrieb von Kernanlagen und die Verwendung von Kernbrennstoffen umfaßt. Die Hauptrechtsgrundlagen für die Regelung des Kernenergiegesetzes und Strahlenschutzrechts bildet in der Bundesrepublik Deutschland das Atomgesetz. Ein wesentliches Teilgebiet dieses Rechtes ist das Strahlenschutzrecht. Das Atomgesetz wurde am 23. Dezember 1959 beschlossen. Aufgrund von Ermächtigungen in diesem Gesetz wurden für die nähere Regelung des Strahlenschutzes in der Praxis spezielle Rechtsverordnungen erlassen. Das nationale Strahlenschutzrecht wird im wesentlichen durch die bundesrechtliche Verordnung über den Schutz vor Schäden durch ionisierende Strahlen (Strahlenschutzverordnung — StrlSchV — vom 13. 10. 1976), zuletzt geändert durch Verordnung vom 22. 5. 1981, geregelt.

Diese Verordnung, die für jedermann gilt und im wesentlichen den Schutz von Mensch, Tier und Sachen vor ionisierender Strahlung von nicht natürlichen Quellen beinhaltet, ist das Ergebnis einer Entwicklung des Strahlenschutzrechtes seit dem Jahre 1960 (1. Strahlenschutzverordnung). Die Strahlenschutzverordnung bezieht sich auf radioaktive Stoffe einschließlich der Kernbrennstoffe sowie auf Anlagen zur Erzeugung von ionisierenden Strahlen (z. B. Kernreaktoren und Beschleuniger). Nicht eingeschlossen sind Röntgeneinrichtungen und Störstrahler, in denen die Elektronen auf höchstens 3 MeV beschleunigt werden können. Die Errichtung und der Be-

trieb dieser Anlagen ist durch die am 1. 3. 1973 in Kraft getretene Verordnung über den Schutz vor Schäden durch Röntgenstrahlung (Röntgenverordnung) besonders geregelt.

7.3 Grenzwerte

Bei der Festlegung von höchst zulässigen Körperdosen gemäß Strahlenschutzverordnung und Röntgenverordnung wird unterschieden zwischen beruflich strahlenexponierten Personen und nichtberuflich strahlenexponierten Personen. Als beruflich strahlenexponierte Personen gelten nach der Definition der Strahlenschutzverordnung solche Personen, die im Kalenderjahr eine Ganzkörperdosis erhalten können, die 0,5 rem übersteigt. Für beruflich strahlenexponierte Personen gilt seit langem als höchst zulässige Jahresdosis der Wert von 5 rem bei Ganzkörperbestrahlung, die möglichst gleichmäßig über das Jahr zu verteilen ist.

Dieser Wert ist sowohl als oberster Grenzwert international als auch in der Röntgenverordnung festgelegt. Er wird als nach dem Stand von Wissenschaft und Technik als oberstes vertretbares Maß für eine Strahlenbelastung angesehen, die eine exponierte Person im Jahr erhalten darf, ohne einen Schaden davonzutragen, der oberhalb dem der übrigen zivilisatorischen und natürlichen Strahlenbelastung liegt. Die zulässigen Grenzwerte sind höher bei Teilkörperbestrahlung insbesondere der Extremitäten (Hände, Unterarme, Knöchel, einschließlich der dazugehörigen Haut). Hier beträgt der zulässige Grenzwert 60 rem pro

Jahr (60 rem/a), bei anderer Haut 30 rem/a, bei Knochen und der Schilddrüse ebenfalls 30 rem/a sowie bei anderen Organen 15 rem/a. Die genannten Werte gelten für beruflich strahlenexponierte Personen. Für nichtberufliche strahlenexponierte Personen gilt jeweils $\frac{1}{10}$ der Werte, die für beruflich strahlenexponierte Personen zugelassen sind.

Diese heute gültigen höchstzulässigen Jahresdosen sind das Ergebnis einer langjährigen Erfahrung, die man beim Einsatz und der Anwendung radioaktiver Strahlung gewonnen hat. So wurde im Jahre 1902 eine Jahresdosis von 2500 Röntgen für ungefährlich gehalten. Dieser Dosisgrenzwert wurde schon 1920 auf 100 Röntgen reduziert. Im Jahre 1931 wurde dieser Wert auf 50 Röntgen herabgesetzt. Nach 5 weiteren Jahren wurde dieser Wert im Jahre 1936 halbiert. 1948 legte man den Dosisgrenzwert auf 15 Röntgen fest. Schließlich entschied man sich 1956 für 5 Röntgen als Jahresdosisgrenzwert, einen Wert also, der den fünfhundertsten Teil der im Jahre 1902 zulässigen Höchstosis ausmacht.

Die aufgezeigte zeitliche Entwicklung bei der stetigen Reduktion der zulässigen Dosisgrenzwerte macht deutlich, daß es offenbar schwierig ist, die Festlegung einer unschädlichen, zulässigen oder erlaubten Dosis verbindlich zu treffen. Hier wird offenbar willkürlich nach Ermessen vorgegangen. Als Konsequenz dieser Ausführung darf jedoch festgehalten werden, daß es keine absolut unschädliche Dosis gibt. Über die durch radioaktive Strahlung verursachten Schäden wurde bereits unter 6. berichtet.

8. Strahlenbelastung nach Tschernobyl

8.1 Strahlungskomponenten

Nach dem Reaktorunfall in Tschernobyl sind zahlreiche radioaktive Elemente oder auch Radionuklide mit der Luftströmung in die Bundesrepublik Deutschland gelangt. Dadurch wurde zunächst die Luft durch radioaktive Nuklide zusätzlich belastet. Durch später einsetzenden Regen wurden diese Nuklide weitgehend aus der Luft ausgewaschen und haben sich auf der Erdoberfläche konzentriert. Auf dem Weg von Tschernobyl in die Bundesrepublik Deutschland sind dabei je nach Halbwertszeit der Radionuklide unterschiedliche Anteile der in Tschernobyl freigesetzten Substanzmengen zerfallen. Die noch nicht zerfallenen Radionuklide haben zu einer Belastungszunahme durch radioaktive Strahlung in der Bundesrepublik Deutschland geführt.

Die aus der Sowjetunion eingeströmten Radionuklide zeigen ein breites Spektrum von Elementen, von denen Jod-131 das häufigste ist. Seine Halbwertszeit beträgt etwa 8 Tage. Etwa 8 bis 10 % der meßbaren und aus dem Reaktorunfall in der UdSSR stammenden Radionuklide haben Halbwertszeiten von mehr als einem Monat. Von diesen längerlebigen Radionukliden entfällt etwa $\frac{1}{3}$ auf das Isotop Cäsium-137 mit einer Halbwertszeit von 30 Jahren und in noch geringeren Mengen auch Strontium-90 mit einer Halbwertszeit von knapp 30 Jahren.

Solange die radioaktiven Nuklide sich in der Luft befinden, wo sie sich an kleine Schwebepartikel (Aerosole) mit Durchmessern von 0,08 bis 0,2 μ m angelagert haben, verteilen sie sich zunehmend. Wenn die radioaktiven Nuklide jedoch durch Regen aus der Luft ausgewaschen werden, konzentrieren sie sich auf dem Boden und bleiben dort haften. In der ersten Phase trat auch im Boden ein weiterer Auswascheffekt in tiefere Schichten auf. Das Grundwasser ist dabei praktisch nicht gefährdet, da das häufigste Isotop Jod-131 zu schnell zerfällt und das Isotop Cäsium-137

sehr stark an Säuren des Bodens haftet, so daß es trotz seiner langen Halbwertszeit das Grundwasser nicht belasten wird. Es bleibt in den obersten Schichten des Bodens konzentriert.

Das radioaktive Isotop Jod-131 stellte trotz seiner geringen Halbwertszeit von ca. 8 Tagen in der Anfangsphase die größte Gefährdung dar. Es gelangte bei der Futteraufnahme der Kühe schon nach ca. 20 Stunden in die Milch. Beim Verzehr von dieser mit Jod-131 belasteten Milch durch die Menschen gelangt das Jod in den menschlichen Körper und wird dort konzentriert in der Schilddrüse abgelagert. Daraus resultiert eine stark überhöhte Belastung eines einzigen Organs — nämlich der Schilddrüse — im Vergleich zu den übrigen Teilen des Körpers (vgl. auch Tab. 6). Das radioaktive Isotop Strontium-90 nimmt die zweite Stelle in der Gefährdungsskala ein. Dieses Isotop wird vom Organismus anstelle von Calcium in die Knochen substanz eingebaut. Die von diesem Isotop ausgehende Bestrahlung schädigt das Knochenmark und damit das Immunsystem des Menschen. Der Anteil des Strontium-90 nimmt nach dem überwiegend angefallenen Jod-131 und einigen Prozent Cäsium-137 erst die dritte Stelle ein.

8.2 Einzelwerte

Zum Abschluß sollen noch einige Belastungswerte für Boden, Luft und Nahrungsmittel besprochen werden, wobei sowohl auf vereinzelt gemessene extreme Werte als auch auf die verschiedenen Richtwerte der Strahlenschutzkommission des Bundes eingegangen wird.

Auf dem Boden wurden extreme Werte bis zu 120 Becquerel pro Quadratmeter (120 Bq/m²) gemessen. Beim Daueraufenthalt auf Böden mit dieser radioaktiven Belastung würde eine Äquivalentdosis von ca. 0,18 mrem/Tag resultieren.

In Luft wurden gegenüber dem Normalwert (2–10 Bq/m³) kurzfristig extreme Werte von bis zu 150 Becquerel pro Kubikmeter (150 Bq/m³) gemessen. Daraus ergibt sich für die absorbierte Strahlendosis bei einem Tag Aufenthalt ein Wert von 15 mrem für die Ganzkörperbelastung und von 100 rem für die Schilddrüse (auf das Isotop Jod-131 zurückzuführen).

Für Nahrungsmittel hat das Isotop Jod-131 die größte Bedeutung. Hier wurden an einigen Orten Extremwerte bis zu 2000 Becquerel pro Liter Frischmilch von Kühen und 2000 Becquerel pro Kilogramm Blattgemüse gemessen. Die Molkereimilch lag spätestens ab Mitte Mai 1986 unter 100 Becquerel pro Liter. Von der Strahlenschutzkommission wurden als Richtwerte 500 Becquerel pro Liter Milch (Normalwert 2 Bq/l) und 250 Becquerel pro Kilogramm Blattgemüse festgelegt. Diese Richtwerte sind so zu verstehen, daß bei normalem Verzehr radioaktiv belasteter Nahrung (Frischmilch und Blattgemüse) — pro Tag also zum Beispiel 1 Liter Milch und 1 kg Blattgemüse — das Strahlenrisiko minimiert wird.

In Tab. 6 sind einige Organdosen zusammengestellt, die beim Verzehr kontaminierter Nahrung auftreten. Die Dosiswerte sind angegeben in Mikrorem durch Becquerel (μ rem/Bq). Berechnet wurden diese Werte mit den Dosisfaktoren aus der BMI-Richtlinie „Allgemeine Berechnungsgrundlage für die Strahlenexposition bei radioaktiven Ableitungen mit der Abluft oder in Oberflächengewässer“ (Richtlinie zu § 45 Strahlenschutzverordnung) — Rundschreiben des BMI vom 15. 8. 1979 — RS II 2 — 515603/2 — in der Fassung vom 24. 6. 1985. In dieser Tabelle sind einige wenige charakteristische radioaktive Nuklide und deren Belastung für be-

a) Kleinkind	Knochen	Leber	Schilddrüse	Ganzkörper
Nuklid Sr-90	675,7			173,0
J-131	0,92	1,11	432,4	0,65
Cs-137	17,57	19,73		1,14
b) Erwachsene	Knochen	Leber	Schilddrüse	Ganzkörper
Nuklid Sr-90	256,8			24,1
J-131			51,35	0,08
Cs-137	2,03	2,54		1,14

Rechenbeispiel:

Der einmalige Verzehr von 1 l Milch mit einer spezifischen J-131-Aktivität von 100 Bq/l führt dann bei einem Erwachsenen zu einer Schilddrüsendosis von 5135 μ rem (5,135 mrem).

Tabelle 6: Organdosen beim Verzehr kontaminierter Nahrung (Ausschnitt). Die Dosis ist angegeben in μ rem/Bq.

stimmte Körperteile bzw. Organe aufgeführt. Die Belastung ist in μ rem/Bq angegeben und zwar sowohl für ein Kleinkind als auch für einen Erwachsenen.

Der Verzehr von Nahrungsmitteln, die entsprechend den Richtwerten radioaktiv belastet sind, würde folgendes bedeuten: Die einmalige Aufnahme von einem Liter Milch mit 500 Becquerel Jod-131 würde bei Erwachsenen zu einer Schilddrüsenbelastung von etwas mehr als 25 mrem führen. Trinkt dagegen ein Kleinkind einen Liter Milch mit 500 Becquerel Jod-131, führt dieses zu einer Schilddrüsenbelastung des Kleinkindes von etwas mehr als 215 mrem. Entsprechendes gilt für richtwertbelastetes Frischgemüse.

Der niedrigere Richtwert bei Blattgemüse ist damit zu erklären, daß in der Regel nicht mehr als 1 Liter Milch pro Tag getrunken, dagegen aber eher 2 kg Frischgemüse verzehrt werden. Da inzwischen selbst die Extremwerte von einigen Tausend Bq/m² an Jod-131 wegen der geringen Halbwertszeit von 8 Tagen auf weniger als 1/1000 des Anfangswertes abgefallen sind, kann davon ausgegangen werden, daß von einer Jod-131 Belastung nicht mehr gesprochen werden muß.

Etwas anders liegen dagegen die Verhältnisse beim Isotop Cäsium-137. Dort wurden Aktivitäten bis zu 30 Bq/m² gemessen. Wegen der langen Halbwertszeit von 30 Jahren wird die Cäsium-137-Belastung noch lange erhalten bleiben. Sie wird allerdings, wie schon ausgeführt, in den obersten Schichten des Erdbodens haftend konzentriert. Selbst wenn die Cäsium-137-Aktivität von 30 Bq/m² durch den Verzehr kontaminierter Nahrung vom Menschen aufgenommen würde, ergäbe dies eine Belastung der Leber von 75 μ rem bzw. eine Ganzkörperbelastung von weniger als 30 μ rem für einen Erwachsenen. Beim Kleinkind wäre die Leberbelastung etwa achtmal so hoch.

Nach einer Studie der Gesellschaft für Strahlen- und Umweltforschung in Neuherberg bei München wird geschätzt, daß die äußere Belastung der Bundesbürger durch die Tschernobyl-Radioaktivität über ein ganzes Jahr hinweg bei etwa 10 bis 40 mrem liegen wird. Dieser Wert ist zur normalen Umweltbelastung von etwa 170 mrem zu addieren. Diese Einschätzung der Gesellschaft für Strahlen- und Umweltforschung in Neuherberg deckt sich mit der Empfehlung der Strahlenschutzkommission vom 7. Mai 1986, wonach festgestellt wird, daß die aus dem Tschernobyl-Unfall akkumulierte Dosis durch langlebige Radionuklide kleiner ist als die Dosis durch die natürliche Kalium-40-Aktivität. Im ungünstigsten Fall kommt sie dieser etwa gleich.