

Egon Klaffke

**Experimentelle  
Elektro-  
und Funktechnik  
mit Transistoren  
und Schaltkreisen**

Teil 2

Der junge Funker · Band 27

---

Egon Klaffke

Experimentelle  
Elektro-  
und Funktechnik  
mit Transistoren  
und Schaltkreisen  
Teil 2



Militärverlag  
der Deutschen Demokratischen  
Republik

1. Auflage, 1980, 1.–15. Tausend

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik  
(VEB) – Berlin, 1980

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539

Lektor: Rainer Erlekamp

Zeichnungen: Gudrun Maraun

Typografie: Günter Molinski · Hersteller: Michael Haase

Vorauskorrektor: Gertraut Purfürst · Korrektor: Marion Süß

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb  
Leipzig – III/18/97

Redaktionsschluß: 20. November 1979

Bestellnummer: 746 167 2

DDR 1,90 M

# Inhaltsverzeichnis

	Vorwort . . . . .	5
5.	Detektor . . . . .	6
5.1.	Wirkungsweise . . . . .	7
5.2.	Aufbau . . . . .	7
5.2.1.	Antenne . . . . .	7
5.2.2.	Erde . . . . .	8
5.2.3.	Schwingkreis . . . . .	8
5.2.3.1.	Drehkondensator . . . . .	9
5.2.3.2.	Spule . . . . .	9
5.2.4.	Demodulator . . . . .	19
5.2.4.1.	Diode . . . . .	19
5.2.4.2.	Kondensator . . . . .	22
5.2.4.3.	Widerstand . . . . .	23
5.2.5.	Wiedergabe . . . . .	23
5.2.6.	Gerät . . . . .	23
5.2.7.	Weitere Experimente . . . . .	25
6.	Transistor-NF-Verstärker . . . . .	27
6.1.	Verbesserter Detektorempfang . . . . .	27
6.2.	Elementare Grundlagen der Transistortechnik . . . . .	29
6.2.1.	Grundlagenversuche . . . . .	29
6.2.2.	Bezeichnungen . . . . .	30
6.2.3.	Festlegungen . . . . .	32
6.2.4.	Grundsaltungen . . . . .	33
6.2.5.	Kennlinienfeld . . . . .	35
6.2.5.1.	Einteilung . . . . .	35
6.2.5.2.	Lastgerade . . . . .	36
6.2.5.3.	h-Parameter . . . . .	39
6.2.5.4.	Arbeitspunktstabilisierung . . . . .	42
6.3.	Verzerrungen . . . . .	47
6.4.	Einstufiger NF-Verstärker . . . . .	48
6.5.	Mehrstufiger Verstärker . . . . .	50
7.	Empfänger . . . . .	52
7.1.	Diodenempfänger . . . . .	52

7.2.	Audionempfänger . . . . .	52
7.3.	Geradeausempfänger . . . . .	55
7.4.	Direktmischempfänger . . . . .	56
7.5.	Superhetempfänger . . . . .	58
8.	NF-Generatoren . . . . .	61
8.1.	RC-Generator . . . . .	61
8.2.	Astabiler Multivibrator . . . . .	63
9.	Drahtgebundene Signalübertragung . . . . .	68
9.1.	Anforderungen . . . . .	68
9.2.	Telefonieverkehr . . . . .	68
9.3.	Funktionsweise . . . . .	69
9.4.	Telegrafieverkehr . . . . .	70
9.5.	Aufbau . . . . .	72
10.	Schaltkreise . . . . .	76
10.1.	KME 3-Schaltkreise . . . . .	77
10.1.1.	Kennzeichnung . . . . .	77
10.1.2.	Schaltungen . . . . .	78
10.1.3.	Verstärker . . . . .	79
10.2.	Digitale und analoge Schaltkreise . . . . .	81
10.2.1.	Digitale Schaltkreise . . . . .	81
10.2.2.	Anwendung . . . . .	83
10.2.3.	Analoge Schaltkreise . . . . .	84
10.2.4.	Anwendung . . . . .	86
	Literatur . . . . .	88

# Vorwort

Im Teil 2 der Broschüre «Experimentelle Elektro- und Funktechnik mit Transistoren und Schaltkreisen» werden der Schwingkreis und der Verstärker eingehend behandelt. Die Bauelemente Spule, Kondensator, Diode und Transistor sind dabei aus der Sicht der praktischen Anwendung ausführlich beschrieben.

Die Erklärungen zur Funktionsweise und Anwendung der integrierten Schaltungen beschränken sich auf erste Versuche und Einsatzmöglichkeiten.

Wenn auch mehrmals auf den 1. Teil verwiesen wird, wird trotzdem an dem Prinzip festgehalten, daß jeder Abschnitt des 2. Teils ebenfalls in sich abgeschlossen ist. Experimentieren, Berechnen, Nachbauen und der Griff zur Fachliteratur sind für die in diesem Teil enthaltenen Fragestellungen wünschenswert. Allgemein gilt alles, was im Vorwort zum 1. Teil gesagt worden ist.

Greifswald, im August 1979

*Egon Klaffke*

## 5. Detektor

Der Detektorempfänger ist sowohl der älteste als auch einfachste Rundfunkempfänger. Er kann von jedem Anfänger ohne Schwierigkeiten nachgebaut werden und eignet sich für viele Experimente zu den Grundlagen der HF-Technik. Wegen seines einfachen Aufbaus erreicht man eine gute Empfangsqualität nur in Sendernähe. Seine Vorteile bestehen in folgendem:

- Man benötigt nur wenige Bauelemente.
- 2 wichtige Empfängerstufen, nämlich der Eingangsschwingkreis und die Demodulation, lassen sich theoretisch und experimentell gründlich erfassen.

– Es ist keine Stromversorgung erforderlich.

Seine Nachteile bestehen dagegen

- in einer schlechten Trennschärfe und
- in der oft nicht befriedigenden Lautstärke.

Diese Gründe sind ausschlaggebend dafür, daß anhand der Stufen des Detektors ausführliche Erläuterungen, Beschreibungen und Berechnungen theoretisch und im Experiment vorgenommen werden, da man sie bei jedem Empfängerbau prinzipiell benötigt. Dazu wird ein Experimentierbrett, das EB 1, mit einem Drehkondensator, einem Festkondensator, einer Diode und einem hochohmigen Kopfhörer nach Bild 5.1 vorbereitet. Bild 5.1 zeigt zugleich den Stromlaufplan des Detektors. Der Drehkondensator wird an der Vorderseite des EB 1 fest angeschraubt. A und E werden über die Telefonbuchsen an eine Lüsterklemmleiste geführt. Die Punkte Sp1 und Sp2 sowie D müssen für die nachfolgenden Experimente zum Auswechseln der Spulen leicht zugänglich sein. D, C1 und KH verlegt man fest. Zum Experimentieren sollen dann noch die Endkapazität des Drehkondensators und die Sendefrequenz des Ortssenders be-

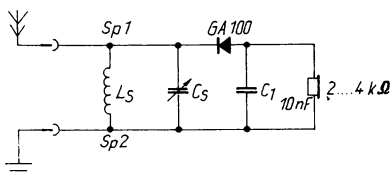


Bild 5.1  
Stromlaufplan des Detektors

kannt sein. Für die Spule sind Spulenkörper, Ferritstab und Kupferlackdraht CuL 0,2 bis 0,5 mm oder auch HF-Litze erforderlich.

## 5.1. Wirkungsweise

Die Wirkungsweise des Detektors geht aus dem Übersichtsschaltplan (Bild 5.2) hervor. Ein Gemisch elektromagnetischer Wellen gelangt von den Rundfunksendern an die Antenne des Detektorempfängers und damit an seinen Schwingkreis. Vom Schwingkreis wird nur die Eingangsfrequenz  $f_e$  verarbeitet, die sich mit der Schwingkreisfrequenz  $f_s$  in Resonanz befindet. Es ist also notwendig, den Schwingkreis so zu gestalten, daß sich seine Frequenz verändern läßt und auf eine Sendefrequenz  $f_s$  abgestimmt werden kann. Die so ausgewählte Sendefrequenz, z. B. des Ortssenders, gelangt dann an den Demodulator. Im Demodulator werden die niederfrequenten Schwingungen von den hochfrequenten Schwingungen getrennt. Die NF wurde im Modulator des Senders der HF aufgeprägt. Im Empfänger muß deshalb der Demodulator beide Frequenzen voneinander trennen. Beim Detektor geschieht dies durch die Gleichrichterdiode mit einem nachgeschalteten Festkondensator, so daß am Kopfhörer die NF zur Verfügung steht. Im Kopfhörer werden die niederfrequenten Schwingungen in akustische Schwingungen umgewandelt, die als Sprache und Musik wahrzunehmen sind.

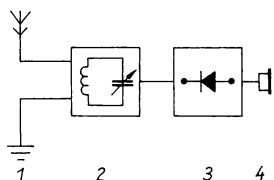


Bild 5.2  
Übersichtsschaltplan eines Detektors;  
1 – Antenne und Erde,  
2 – Schwingkreis, 3 – Demodulator,  
4 – Kopfhörer

## 5.2. Aufbau

### 5.2.1. Antenne

Als Empfangsantenne für den Detektor eignet sich am besten eine Hochantenne. In Abhängigkeit der Entfernung vom Sender reicht für den Empfang, an den keine hohen Erwartungen geknüpft werden



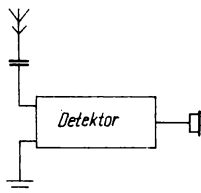


Bild 5.3  
Verwendung eines Koppelkondensators in der Antennenzuleitung

können, manchmal eine 10 bis 15 m lange Antenne aus. Die Antenne kann durch einen Koppelkondensator nach Bild 5.3 beeinflusst werden.

### Beispiel

Wirkung des Koppelkondensators  $C_k$

Man baut eine Detektorschaltung nach Bild 5.1 auf und kontrolliert den Empfang. Dann werden versuchsweise unterschiedliche  $C_k$  in die Antennenleitung gelegt, und der Empfang wird weiter beobachtet.

Man stellt fest:

- Größere Werte von  $C_k$  ergeben größere Lautstärken, dafür aber schlechtere Trennung der Sender voneinander (schlechtere Selektivität).
- Kleinere Werte von  $C_k$  ergeben geringere Lautstärke, aber bessere Selektivität.
- Bei Ferritantennen kann  $C_k$  wegen ihrer Richtwirkung entfallen.

### 5.2.2. Erde

Der Detektorempfänger läßt sich über ein Wasserleitungsrohr oder über den Blitzableiter erden.

### 5.2.3. Schwingkreis

Der Schwingkreis besteht aus einer Spule und einem Drehkondensator. Beide Bauelemente sind parallelgeschaltet. Um die Frequenz des Schwingkreises zu verändern, kann man folgende Maßnahmen treffen:

- Veränderlichen Schwingkreiskondensator benutzen, wird in dieser Schaltung durch einen Drehkondensator realisiert, oder
- die Schwingkreisspule muß sich verändern lassen. Diese sogenannte induktive Abstimmung ist nicht mehr gebräuchlich.

### 5.2.3.1. Drehkondensator

Der Drehkondensator ist im Schwingkreis das Bauelement, mit dem man die entsprechende Resonanzfrequenz einstellt. Dadurch, daß die Induktivität  $L$  konstant bleibt und die Kapazität  $C$  geändert wird, ändert sich die Frequenz nach der *Thomsonschen* Schwingungsgleichung

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (5.1)$$

In der Praxis entspricht das der Senderwahl auf dem Empfänger. Der Drehkondensator besteht aus einem feststehenden Plattenpaket, dem Stator und einem Plattenpaket, das drehbar gelagert ist und in den Stator hinein- bzw. aus dem Stator herausgedreht werden kann. Beide Pakete sind gut voneinander isoliert.

Die Kapazität eines Drehkondensators hängt ab

- von der Anzahl der Platten,
- vom Abstand der Platten zueinander und
- von der Größe der Plattenfläche.

Die wirksame Kapazität ergibt sich aus den gegenüberliegenden Flächenabschnitten des Rotor- und Statorplattenpakets (Bild 5.4).

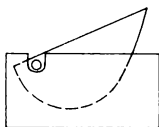


Bild 5.4  
Wirksame Fläche eines Drehkondensators

Damit ist die Kapazität vom Drehwinkel abhängig. Man unterscheidet

- Anfangskapazität  $C_a$  oder  $C_{\min}$ , bei herausgedrehtem Rotor,
- Endkapazität  $C_e$  oder  $C_{\max}$ , bei eingedrehtem Rotor.

Die Kapazität nimmt zu, wenn der Rotor in den Stator hineingedreht wird. Sie nimmt ab, wenn man den Rotor aus dem Stator herausdreht.

### 5.2.3.2. Spule

Das 2.frequenzbestimmende Element ist die Spule mit ihrer Induktivität  $L$ . Man kann eine Spule durch folgende Möglichkeiten erhalten:

- Man verwendet einen Ferritstab mit einer Mittelwellenspule aus einem handelsüblichen Empfänger.
- Es wird eine Mittelwellenspule aus einem Spulensatz eines Empfängers, auch älteren Typs oder Röhrenempfängers, verwendet.
- Die Spule berechnen und selbst anfertigen.

Diese für Mittelwelle angeführten Möglichkeiten gelten ebenso für Kurz- und Langwelle.

Die Induktivität einer Spule ergibt sich zu

$$L = \mu_0 \cdot \mu_r = \frac{N^2 \cdot A}{l} \cdot k. \quad (5.2)$$

Diese Formel gilt für l-lagige Zylinderspulen. Sie sind für den Selbstbau und zum Experimentieren am interessantesten. In allen anderen Fällen halte man sich an die in den Bauanleitungen gegebenen Werte und Hinweise. In der Formel bedeuten:

$L$  – die Induktivität in H

$\mu_0$  – die Induktionskonstante  $\mu_0 = 4 \cdot 10^{-7} \text{ V s/A m}$  oder in  $\text{H} \cdot \text{m}^{-1}$

$\mu_r$  – relative Permeabilität

$N$  – die Windungszahl

$A$  – den Spulenquerschnitt mit  $A = \pi/4 d^2$  in  $\text{mm}^2$  und  $d$  als Spulendurchmesser

$l$  – die Spulenlänge in mm

$k$  – Korrekturfaktor aus  $d/l$ , gebildet nach Tabelle 5.1

*Tabelle 5.1 Korrekturfaktor  $k$  für  $d/l$*

$d/l$	0	2	4	6	8
0	—	0,93	0,86	0,8	0,74
1	0,69	0,64	0,61	0,58	0,55
2	0,52	0,5	0,48	0,46	0,44
3	0,42	0,41	0,39	0,38	0,36

Die Tabelle 5.1 enthält in der 1. Spalte die ganzzahligen Werte 0 bis 3 und in der 1. Zeile die Dezimalen. Abgelesen wird z. B. für 1,4 in der 1. Spalte 1, dann waagerecht in dieser Zeile in die Tabelle gehen und im Kreuzungspunkt unter 4, das entspricht 1,4, den  $k$ -Wert mit 0,61 ablesen.

### Beispiel

Der Schwingkreis für den Sender Greifswald ist zu berechnen. Zur Verfügung stehen ein Drehkondensator mit der Endkapazität  $C_e = 500 \text{ pF}$ , ein Spulenkörper mit einem Durchmesser  $d = 2 \text{ cm}$  und einer Wickellänge = Spulenlänge  $l = 3 \text{ cm}$ ,  $f_s = 531 \text{ kHz}$ . Um das gesamte Band zu erfassen, wird  $f_a = 500 \text{ kHz}$  gesetzt. Zunächst berechnet man die Induktivität  $L$  der Spule. Aus Gleichung (5.1) ergibt sich für  $L$

$$L = \frac{1}{39,48 \cdot f^2 \cdot C}.$$

Um den gewünschten Bereich zu erfassen, setzt man  $f_a$  und  $C_e$  in die Formel ein:

$$L = \frac{253 \cdot 10^4}{500^2 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 500 \cdot 10^{-12} \text{ F}} = \frac{253 \cdot 10^{-6}}{125} \text{ H} = 0,202 \text{ mH}.$$

### Einlagige Zylinderspule

Die Windungszahl  $N$  für eine 1lagige Zylinderspule ergibt sich aus Gleichung (5.2) wie folgt:

$$N^2 = \frac{L \cdot l}{\mu_0 \cdot \mu_r \cdot A \cdot k}.$$

Mit  $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \text{H} \cdot \text{m}^{-1}$  (für Luft  $\mu_0 = 1$ ).

$$A = \frac{\pi}{4} \cdot 0,02^2 \text{ m}^2,$$

$k = 0,8$ , denn für  $d/l = 0,02/0,03 = 0,6$  ergibt sich nach Tabelle 5.1  $k$  zu 0,8 und daraus

$$N^2 = \frac{202 \cdot 10^{-6} \text{ H} \cdot 0,03 \text{ m} \cdot \text{m} \cdot 4}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H} \cdot \pi \cdot 0,02^2 \cdot \text{m}^2 \cdot 0,8},$$

$$N^2 = 19187,$$

$$N = 138.$$

Es sind 138 Windungen erforderlich.

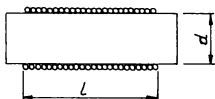


Bild 5.5  
Maße einer Spule

Die Spulenlänge beträgt 30 mm. Bei Verwendung von 0,2-mm-CuL ergibt das

$$l = 138 \cdot 0,2 \text{ mm},$$

$$l = 27,6 \text{ mm}.$$

Wenn kein entsprechender Spulenkörper zur Verfügung steht, fertigt man sich für diese Experimente einen behelfsmäßigen an. Dazu wird ein Zeichenblatt in 4 cm breite Streifen geschnitten. Mit Ausnahme eines Anfangs von etwa 10 cm wird ein Streifen mit *Chemikal* eingestrichen und um ein Rundholz, eine kleine Flasche o. ä. gewickelt. Weitere Streifen müssen darüber geklebt werden, bis man den gewünschten Durchmesser erreicht hat. Nach dem Trocknen hat man einen stabilen Spulenkörper, aber nur für diese Versuche. Er eignet sich nicht für den späteren Empfängerbau.

Besser ist es, vorhandene Spulenkörper zu verwenden. Für den Empfängerbau kann man Spulenkörper aus Röhrensockeln der uralten Röhren mit sogenannten Europasockeln oder der alten E 10-Serie sowie Pflasterrollen und Plasterohre verwenden. Beim Aufwickeln des Spulendrahts muß sehr sorgfältig vorgegangen werden, damit eine brauchbare Spule entsteht. Dazu umwickelt man den Spulenkörper mit durchsichtigem Klebeband so, daß die Klebeseite nach außen liegt. Die aufgebrachten Windungen liegen dann fest. Das genügt für den Spulenanfang. Das Wicklungsende wird mit einem kleinen Stück Klebeband festgeklebt.

Bei Verwenden eines Ferritantennenstabs muß man beachten, daß unter dieses Klebeband eine Lage Papier gewickelt wird und der Spulendraht nur so fest angezogen wird, daß sich eine einwandfreie Spulenwicklung ergibt.

Liegt der Spulendraht zu fest auf dem Ferritstab, dann läßt sich die Spule nicht auf dem Antennenstab verschieben.

Im Beispiel waren 138 Windungen aufzubringen. Dazu wäre eine Wickelmaschine oder Wickeleinrichtung gut. Da sie in den meisten Fällen nicht vorhanden ist, muß Windung um Windung mitgezählt werden. Geht man aber davon aus, daß die Induktivität der Spule von der Anzahl der Windungen abhängt, also durch Zuwickeln und Abwickeln von Windungen verändert werden kann, so berechnet man sich die Länge des Spulendrahts und beginnt dann zu wickeln.

Für das Beispiel ergibt sich eine Länge des Spulendrahts aus Umfang mal Anzahl der Windungen plus Zugabe für Spulenanfang und Spulenende:

$$l_{\text{Draht}} = \pi \cdot d \cdot m \cdot N + 0,20 \text{ m},$$

$$l_{\text{Draht}} = 3,14 \cdot 0,02 \cdot 138 + 0,20 \text{ m},$$

$$l_{\text{Draht}} = 8,87 \text{ m}.$$

Man läßt zu Beginn 10 cm und am Ende ebenfalls 10 cm Draht für den Anschluß übrig.

Jetzt beginnt das Experimentieren. Die Spule wird bei Sp1 und Sp2 angeschlossen. Hat man erst bei etwas herausgedrehtem Drehkondensator Empfang, so sind Windungen abzuwickeln.

## Spule mit Kern

Bei Spulen mit einem HF-Eisenkern sind die Verhältnisse günstiger. Durch Drehen des Kerns ist ein Abgleich des Induktivitätswerts möglich. Verwendet man Schalenkerne, werden zugleich noch Fremdfelder abgeschirmt.

Für die Praxis entsteht jedoch ein entscheidender Nachteil: Der Kernfaktor  $k_1$  ist oft nicht oder nur aus älterer Literatur bekannt (Tabelle 5.2). Die Bestimmung des Kernfaktors ist also immer erforderlich.

*Tabelle 5.2 Kernfaktoren*

Form	Kernfaktor $k_1$
Siemens-H-Kern	186
Siemens-Haspelkern	154
Siemens-Schraubkern	210
Siemens-Rollenkern	146
Allei-Einheitsspule	161
Dralowid-Topfkern	135
Dralowid-Würfelspule	177
Dralowid-Schraubkern M 8 0,75	260
Dralowid-Schraubkern M 6 0,5	285
Görler F 201	167
Görler F 202	152
Görler F 272	170
Görler Topfkern 01 717	166
ELES LS 1	180
Neosid	177
Vogt	222
MV 311	164

Besitzt man einen dieser Kerne, so berechnet man die Windungszahl nach der Formel

$$N = k_1 \cdot \sqrt{L}; \quad L \text{ in mH.} \quad (5.3)$$

### Beispiel

Welche Windungszahl hat die Spule ( $L = 0,202 \text{ mH}$ ) eines Spulenkörpers mit einem Kern des Typs *Görler F202* von  $k_1 = 152$ ?

$$N = k_1 \sqrt{L},$$

$$N = 152 \cdot \sqrt{0,202},$$

$$N = 68 \text{ Windungen.}$$

Den  $k_1$ -Wert bestimmt man im wesentlichen nach 3 Methoden. Für die 1. Methode ist ein Induktivitätsmesser erforderlich. Man bringt den Spulenkern in Mittelstellung des Spulenkörpers und wickelt 100 Windungen auf den Spulenkörper. Die Induktivität dieser Spule wird mit einem Induktionsmeßgerät,  $L$ -Meßgerät, gemessen. Der Kernfaktor ist dann leicht zu berechnen.

$$k_1 = \frac{100}{\sqrt{L}}; \quad L \text{ in mH} \quad (5.4)$$

### Beispiel

Welchen Wert hat der Kernfaktor  $k_1$  einer Spule, deren gemessene Induktivität  $0,432 \text{ mH}$  beträgt?

Die Werte werden in Gleichung 5.4 eingesetzt.

$$k_1 = \frac{100}{\sqrt{0,432}}$$

$$k_1 = \frac{100}{0,65}$$

$$k_1 = 152$$

Damit läßt sich jede gewünschte Spule berechnen.

Bei der 2. Methode werden die Resonanzfrequenz und ein bekannter Schwingkreiskondensator benötigt.

### Beispiel

Der  $k_1$ -Wert einer unbekannten Spule ist zu bestimmen. Es steht ein Festkondensator von  $200 \text{ pF}$  zur Verfügung. Spule und Kondensator

werden zu einem Parallelschwingkreis zusammengeschaltet. Von diesem Schwingkreis wird die Resonanzfrequenz mit einem Frequenzmesser ermittelt. Sie beträgt  $f = 791 \text{ kHz}$ .

Diese Werte ergeben die Induktivität der unbekannten Spule zu

$$L = \frac{253 \cdot 10^5}{791^2 \text{ kHz} \cdot 200 \text{ pF}},$$

$$L = 0,202 \text{ mH}.$$

Da die Induktivität nun bekannt ist, läßt sich alles andere wie bei den vorangegangenen Beispielen berechnen. Man muß aber aufpassen, ob das Ausmessen bereits eine Mittelwellenspule ergeben hat. Damit soll gleichzeitig auf den möglichen Einsatz von Spulen aus alten Spulensätzen aufmerksam gemacht werden, die man nicht weiter zu dimensionieren braucht, da sie etwa auf dem im voraus berechneten Wert liegen.

Auf Informationsblättern, in Wissensspeichern und bei Verwendung von Spulen in Schalenkernen findet man auch die Induktivitätskonstante  $A_L$ . Sie gibt die Induktivität einer Windung an, die auf den Kern aufgebracht wird. In [1] sind Tabellen für  $A_L$ -Werte enthalten. Sie lassen sich auch nach den beschriebenen Methoden bestimmen. Für die Berechnung gelten folgende Beziehungen:

$$A_L \cdot 10^{-3} = \frac{L}{10}; \quad L \text{ in } \mu\text{H}, \quad (5.5)$$

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}; \quad L \text{ in } \mu\text{H}, \quad A_L \text{ in } \mu\text{H}. \quad (5.6)$$

Die für diese beiden Methoden erforderlichen Messungen lassen sich in Amateurfunk-Klubstationen der GST und in Schulen durchführen. Hat man genügend Erfahrungen beim Bauen gesammelt, dann empfiehlt sich der Selbstbau eines Resonanzfrequenzmessers. Bauanleitungen werden in [2] und [3] sowie in der Zeitschrift «FUNKAMATEUR» veröffentlicht.

Die 3. Methode ist etwas aufwendig, erfordert etwas Geduld und einen empfindlichen Rundfunkempfänger. Sie beruht auf der Wirkungsweise eines Sperrkreises.

Auf den Spulenkörper mit dem unbekannten Kern wickelt man 50 Windungen und verbindet diese Spule mit einem Festkondensator von  $C = 100 \text{ pF}$  zu einem Parallelschwingkreis. Der Rundfunkempfänger wird auf einen schwach einfallenden Sender im Mittelwellenbereich, möglichst zwischen 1 200 kHz und 1 600 kHz, eingestellt. Der



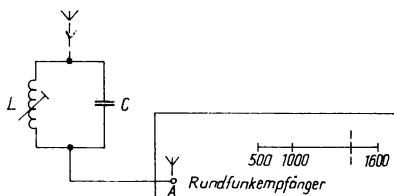


Bild 5.6  
Sperrkreis zur Bestimmung  
des Kernfaktors  $k_1$

Sperrkreis wird in die Antennenzuleitung nach Bild 5.6 geschaltet und die Lautstärke des Empfangs beobachtet. Der Kern der Spule befindet sich in Mittelstellung. Nun werden Windungen abgewickelt, bis die Lautstärke am leisesten ist oder der Sender nicht mehr empfangen wird. Damit hat man den Sperrkreis auf die eingestellte Frequenz abgestimmt und  $f$  ermittelt. Durch diese Messung sind  $f$  und  $C$  bekannt. Mit den oben angegebenen Formeln lassen sich danach  $L$ ,  $k_1$  und  $N$  ermitteln.

Die angegebenen Werte für die Windungszahlen und den Festkondensator sind nur Beispiele. Ebenso kann man 100 Windungen aufbringen oder einen Kondensator anderer Kapazität verwenden.

Die Toleranz des Kondensators sollte möglichst klein sein, weil dadurch das Meßergebnis nicht so stark verfälscht wird.

Damit kennt man wiederum alle Werte für die Anfertigung einer Spule. In Bild 5.7 sind die Lösungsvarianten für die Ermittlung von  $k_1$ -,  $A_L$ -Werten und Windungszahlen zusammengefaßt.

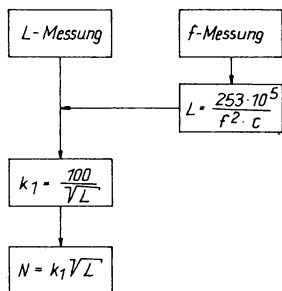


Bild 5.7  
Lösungsvariante zur Kernfaktor-  
bestimmung

## Ferritstabantenne

Die beim Spulenbau gewonnenen Erfahrungen, sowohl bei 1lagigen Zylinderspulen als auch bei mehrlagigen Kernspulen, sind für den Bau von Empfängern sehr wertvoll. Beim Hörrundfunk, insbeson-

clere bei den kleinen und beliebten Transistorempfängern, werden Ferritstabantennen verwendet. Das wesentliche Merkmal ist ihre Richtungsabhängigkeit, durch die sich die Trennschärfe verbessern läßt. Auch wird die Richtungsabhängigkeit beim Funkpeilempfänger bewußt ausgenutzt. Der Bau eines Funkpeilempfängers ist in [4] beschrieben. Die Induktivität  $L$  einer Spule auf einem Ferritstab hängt neben der Windungszahl  $N$  der Spule von

- der Länge des Ferritstabs,
- dem Durchmesser des Ferritstabs
- und seinen Materialeigenschaften ab.

Hinzu kommt, daß die Spule auf dem Ferritstab verschiebbar angeordnet wird. Damit ist eine zusätzliche induktive Abstimmung auf dem entsprechenden Bereich möglich.

Dem Anfänger werden kaum Datenblätter oder konkrete Angaben über Ferritstäbe zur Verfügung stehen. Man sollte sich in solchen Fällen an die Bauanleitung halten.

Die Möglichkeit, selbst mit einem vorhandenen Ferritstab zu experimentieren, besteht immer. Am häufigsten werden Ferritstäbe von 100 mm Länge und 8 mm Durchmesser benutzt.

Die Windungszahl wird experimentell ermittelt und liegt meist zwischen 60 und 100 Windungen.

Soll der Kernfaktor  $k_2$  in  $\mu\text{H}$  bestimmt werden, so kann man grundsätzlich wie in den vorhergehenden Abschnitten verfahren.

### *Beispiel*

Der Kernfaktor eines Ferritstabs ist zu bestimmen. Für den Schwingkreis steht ein Drehkondensator von 500 pF zur Verfügung. Die Frequenz des Ortssenders Schwerin mit  $f = 576 \text{ kHz}$  soll empfangen werden. Welche Windungszahl wird benötigt?

- Lage Zeichenpapier von etwa 45 mm Breite verschiebbar um den Ferritstab legen (Zylinder).
- Festkondensator (neueren Wert 220 pF und 470 pF) bereitlegen, geringe Toleranz beachten.
- Detektor mit Verstärker bereitlegen.

Der Detektor wird mit 15 Windungen auf das Spulenende, das zur Mitte des Ferritstabs zeigt, angekoppelt, indem die Windungen über die Spule gewickelt werden. Der Spule wird der Kondensator  $C = 220 \text{ pF}$  parallelgeschaltet. Nun versucht man, den Ortssender zu empfangen. Dazu schiebt man die Spule über das Ende des Ferritstabs hinaus, bis der Ortssender empfangen wird. Die über den Ferritstab hinausragenden Windungen werden abgeschnitten, und der Schwingkreis wird neu geschlossen. Mit dieser neuen Spule ist

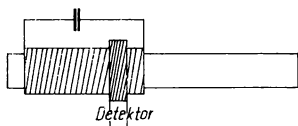


Bild 5.8  
k2-Wertbestimmung am Ferritstab

der Ortssender wieder zu suchen. Die Windungszahlen ändert man so lange, bis die in Bild 5.8 gezeigte Stellung für Mittelwelle erreicht wird.

Kommt man mit dem Kondensator von 220 pF nicht zum Ziel, so wird mit dem Kondensator von 470 pF weiter experimentiert. Die Berechnung gestaltet sich entsprechend den vorhergehenden Abschnitten.

Das Experiment ergibt, daß beim Empfang des Ortssenders Schwerin mit  $f = 576 \text{ kHz}$ , dem verwendeten Kondensator von 220 pF, noch 90 Windungen auf dem Ferritstab geblieben sind. Dann wird damit die für diesen Zustand wirkende Induktivität berechnet.

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f^2 \cdot C}$$

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 576^2 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 220 \cdot 10^{-12} \text{ F}}$$

$$L = 347 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

Nun bestimmt man  $k_2$  zu

$$k_2 = \frac{L}{N^2},$$

$$k_2 = \frac{347 \cdot 10^{-6} \text{ H}}{90^2},$$

$$k_2 = 0,042 \cdot 10^{-6} \text{ H}.$$

Um den Mittelwellenbereich und den Sender Schwerin sicher zu erfassen, wird nun die Induktivität der tatsächlichen Spule, die gebraucht wird, berechnet. Dazu benutzt man die Endkapazität des vorgesehenen Drehkondensators (500 pF) und die Anfangsfrequenz (500 kHz).

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot 500^2 \cdot 10^6 \text{ Hz} \cdot 500 \cdot 10^{-12} \text{ F}}$$

$$L = 202 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

An dieser Stelle bietet sich ein Vergleich mit den vorhergehenden Beispielen an.

Die gewünschte Windungszahl ergibt sich nun zu

$$N = \sqrt{\frac{L}{k2}},$$

$$N = \sqrt{\frac{202 \cdot 10^{-6} \cdot H}{0,042 \cdot 10^{-6} H}},$$

$$N = 70 \text{ Windungen.}$$

Nach diesen Beispielen können alle gewünschten Schwingkreise des Kurz-, Mittel- und Langwellenbereichs berechnet werden.

### Weitere Spulenanwendungen

Dazu sollen kurz die Spulen in Schalenkernen mit den bereits erwähnten  $A_L$ -Werten genannt werden.

Ausführliche Angaben zum gesamten Abschnitt findet der interessierte Leser in [5].

Praktisch ist oft die Verwendung von kompletten Spulensätzen aus Rundfunkempfängern. Dabei sollten die Spulensätze aus Röhrenempfängern nicht unbeachtet bleiben. Erforderlich ist allerdings,

- den Stromlaufplan nachträglich aufzunehmen und
- die Induktionswerte zu bestimmen.

Meist läßt sich am Wellenschalter oder Drucktastensatz aber der Bereich bestimmen. Gute Dienste hierbei leistet ältere Literatur wie [6].

## 5.2.4. Demodulator

Der Demodulator ist bereits in Abschnitt 5.1. beschrieben. Er muß durch ein Bauelement mit nichtlinearer Kennlinie realisiert werden. Dafür eignet sich eine Diode.

### 5.2.4.1. Diode

Dioden werden aus Halbleitermaterial, Germanium (Ge) und Silizium (Si), gefertigt. Es gibt Spitzen- und Flächendioden. Man nutzt bei der Funktion die Grenzschichten zwischen den p-leitenden (Elektronen-

mangel) und den n-leitenden (Elektronenüberschuß) Gebieten, die durch die Herstellungstechnologie beeinflusst werden.

Daraus ergibt sich ein breites Anwendungsfeld der Halbleiterdioden, das im wesentlichen die Gebiete

- Gleichrichtung,
- allgemeine Anwendungen,
- Schaltvorgänge,
- Demodulationsvorgänge (NF- und HF-Bereich) und
- optische Anwendungen umfaßt.

Das Anwendungs- und Einsatzgebiet ist aus der Bezeichnung zu erkennen.

*Tabelle 5.3 Typenschlüssel für Halbleiterdioden*

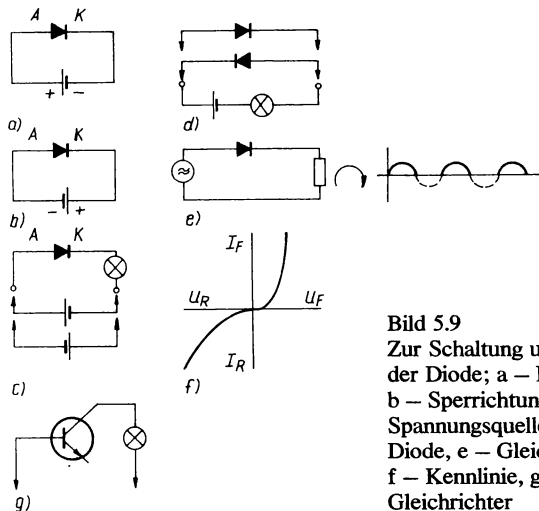
Buchstabe	Bedeutung
1. G	Germanium
S	Silizium
2. A	Diode, allgemein
E	Tunneldiode
P	Fotodiode
R	Vierschichtdiode
T	Thyristor
Y	Gleichrichterdiode
Z	Zehnerdiode
3. Z	Bezeichnung für Typen zum
Y	kommerziellen Einsatz
Z	
Zahl	Unterscheidung von Typen einer Baureihe
3 Ziffern	allgemeine Anwendung
2 Ziffern	kommerzielle Anwendung

### *Beispiel*

Was sagt die Bezeichnung *GA 100* aus?

Die Halbleiterdiode besteht aus Germanium (Ge) und ist eine Diode für allgemeine Anwendung (A). Sie kann für eine Detektorschaltung verwendet werden.

Beim Einsatz sind die in Bild 5.9-gezeigten Zusammenhänge zu beachten. Ferner ist davon auszugehen, daß für NF- und HF-Schaltungen Spitzendioden verwendet werden, die im Vergleich zu Flächendioden geringere Stromstärken verarbeiten. Die physikalischen Eigenschaften am pn-Übergang in der Diode bedingen eine



**Bild 5.9**

Zur Schaltung und Wirkungsweise der Diode; a – Durchlaßrichtung, b – Sperrrichtung, c – Umpolen der Spannungsquelle, d – Umpolen der Diode, e – Gleichrichterwirkung, f – Kennlinie, g – Transistor als Gleichrichter

Schaltungsabhängigkeit beim Anlegen der Spannung und erzeugen somit eine Richtungsabhängigkeit für den Stromfluß. Liegt der Pluspol der Spannungsquelle an der Anode (Bild 5.9a), dann fließt ein von der Spannung abhängiger Strom durch die Diode. Diese Richtung nennt man die Durchlaßrichtung. Kehrt man die Verhältnisse um, so ist gemäß Bild 5.9b die Diode in Sperrichtung geschaltet.

### Beispiel

Sperr- und Durchlaßrichtung einer Diode sind zu ermitteln. Auf dem EB1 baut man eine Schaltung nach Bild 5.9c auf, Glühlampe 3,8 V/0,07 A. Die Spannungsquelle wird einmal mit dem Pluspol und anschließend mit dem Minuspol an die Anode der Halbleiterdiode gelegt. Die Glühlampe leuchtet nur, wenn die Anode am Pluspol liegt.

Kehrt man diesen Vorgang um, so entsteht eine einfache Methode zur Bestimmung der Elektroden einer Halbleiterdiode.

### Beispiel

Glühlampe und Spannungsquelle (Bild 5.9d) werden fest miteinander verbunden, und danach setzt man die Diode wechselseitig in die Schaltung ein. Die Glühlampe leuchtet, wenn die Anode an Plus liegt. Damit hat man von einer unbekannten Halbleiterdiode Anode und Katode gefunden.

Beim Anlegen von Wechselspannungen tritt der Gleichrichtereffekt auf. Da sich die Durchlaßrichtung immer nur dann einstellt, wenn Plus an der Anode liegt, wird die negative Halbwelle mit Minus an der Anode gesperrt. So entsteht ein pulsierender Gleichstrom nach Bild 5.9e. Der Einsatz der Diode wird daher für diesen Zweck unkritisch. Im Demodulator des Detektors soll gleichgerichtet werden.

Die Abhängigkeit von Durchlaßstrom und Sperrspannung ist aus dem Kennlinienfeld (Bild 5.9f) ersichtlich. In den Datenblättern bezeichnet man allgemein

- den Sperrstrom mit  $I_R$ ;
- die Sperrspannung mit  $U_R$ ;
- den Durchlaßstrom mit  $I_F$ ;
- die Schleusenspannung mit  $U_S$ , sie ist der Bereich, in dem der Durchlaßstrom merklich ansteigt und seinen Maximalwert erreicht.

Bild 5.9g weist auf ein interessantes Experiment hin, bei dem die Gleichrichterstrecken im Transistor ausgenutzt werden.

### *Beispiel*

Die Diode ist durch eine Gleichrichterstrecke eines Transistors zu ersetzen.

Man geht auf dem EB 1 in folgender Reihenfolge vor:

- Nach Bild 5.9g überzeugt man sich außerhalb der aufgebauten Detektorschaltung von der Gleichrichterwirkung der Strecken
  - a) +, Basis, Kollektor, Glühlampe, –
  - b) –, Basis, Kollektor, Glühlampe, +
  - c) –, Basis, Emitter, Glühlampe, +
  - d) +, Basis, Emitter, Glühlampe, –
  - e) +, Emitter, Kollektor, Glühlampe, –
  - f) –, Emitter, Kollektor, Glühlampe, +

Bei einem Germaniumtransistor wird die Durchlaßrichtung in a und c, bei einem Siliziumtransistor in den Fällen b und d erreicht, e und f fallen in beiden Richtungen aus.

Mit diesem Beispiel ist auch der 1. Schritt zur Audionschaltung getan, die später beschrieben wird.

### **5.2.4.2. Kondensator**

Der Kondensator stellt für die HF einen sehr geringen Widerstand dar. Darum wird die HF an dieser Stelle kurzgeschlossen, und es bleibt die sogenannte Hüllkurve der aufmodulierten Schwingung

übrig. Für den Bereich der NF, um diesen handelt es sich hier, bildet der Kondensator einen großen Widerstand. Die NF wird weitergeleitet.

#### **5.2.4.3. Widerstand**

Am Arbeits- oder Lastwiderstand wird im Rhythmus der NF ein ständig wechselnder Spannungsabfall erzeugt.

Wird ein Verstärker nachgeschaltet, dann setzt man einen Widerstand von 10 k $\Omega$  ein. Bei Kopfhöreranschluß kann dieser Widerstand entfallen.

#### **5.2.5. Wiedergabe**

Die Wiedergabe des empfangenen Nachrichteninhalts bewirkt nach der Demodulation ein Kopfhörer, dessen Wirkungsweise bekannt ist. Durch den ständig wechselnden Spannungsabfall entsteht auch in der Kopfhörerspule ein ständig wechselndes und damit unterschiedliches Magnetfeld, das im Rhythmus der NF die Kopfhörermembran zum Schwingen bringt. Dadurch werden die aufnehmbaren akustischen Schwingungen, die als Schallwellen an das Ohr gelangen, erzeugt.

Als Kopfhörer kommt eine hochohmige Ausführung von 2 bis 4 k $\Omega$  in Frage.

#### **5.2.6. Gerät**

Hat man den Eingangskreis berechnet und die Bauelemente auf ihre Funktionstüchtigkeit überprüft, so empfiehlt es sich, den Detektorempfänger als kleines Gerät aufzubauen. Nutzt man es zunächst als Empfänger, so kann für spätere Arbeiten der Drehkondensator durch einen Trimmkondensator (Trimmer) ersetzt werden. Damit wird der Ortssender fest eingestellt, und es ist ständig ein HF-Generator mit einer bekannten Festfrequenz vorhanden. Entscheidet man sich für einen abstimmbaren Mittelwellendetektor, so werden Drehkondensator und Buchsen an der Frontplatte bzw. Rückwand eines kleinen Gehäuses angebracht. Die Spule wird ebenfalls außerhalb der Leiterplatte untergebracht. Damit steht die Leiterplatte für den Detektor und den in Abschnitt 6. beschriebenen NF-Verstärker zur Verfügung. Der erste kleine Geradeausempfänger ist also entstanden. Entscheidet man sich für die Variante, den Detektor als HF-Gener-



rator ohne Verstärkerstufe zu benutzen, so werden alle Bauelemente auf die Leiterplatte gebracht.

Für die weiteren Experimente ist es günstiger, die 1. Variante zu nehmen. Es wird die Universalleiterplatte für Transistorbestückung verwendet. Auf der linken Seite der Leiterplatte sieht man etwa ein Drittel für den Detektor vor. Die anderen zwei Drittel nehmen einen kleinen Transistorverstärker zum Experimentieren auf.

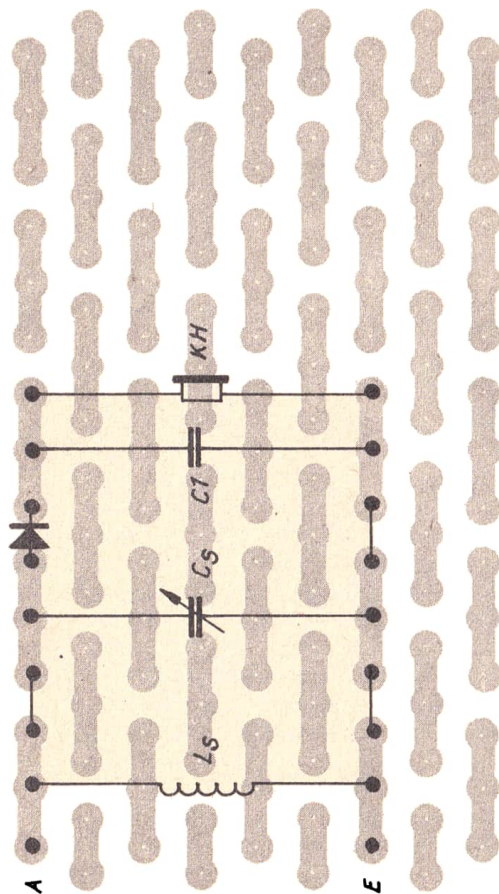


Bild 5.10 Bestückungsmuster für Detektor

Die Bestückung für den Detektor zeigt Bild 5.10. Sind wenig Erfahrungen beim Bestücken von Leiterplatten vorhanden, dann richtet man sich möglichst genau nach dem Stromlaufplan. Die Leiterzüge werden dabei den Verbindungsleitungen im Stromlaufplan gleichgesetzt und auch die Bauelemente der Lage im Stromlaufplan entsprechend auf die Leiterplatte gebracht. Ein Knotenpunkt, an dem 3 Verbindungsleitungen im Stromlaufplan zusammenkommen, erfordert 3 Lötäugen auf der Leiterplatte. Nach dieser Methode kommt man zunächst auch nicht ohne Leiterbrücken von einem Leiterzug zum anderen aus. Sind genügend Erfahrungen gesammelt, so lassen sich durch Umzeichnen Vereinfachungen erreichen.

Der Anschluß 1 führt an die Antennenbuchse, Anschluß 2 an die Erdungsbuchse. Die Anschlüsse 3 und 4 können an je eine Buchse zur Aufnahme des Kopfhörers geführt werden. Bei Anschluß eines Transistorverstärkers nehmen sie den Arbeitswiderstand auf. Ist alles nach den angegebenen Beispielen ausgeführt, dann müßte der Detektorempfänger funktionieren. Die ordnungsgemäße Ausführung bezieht sich auch auf einwandfrei ausgeführte Lötstellen. Versagt das kleine Gerät, sollte man trotzdem nicht gleich mutlos werden. Eine Fehlersuche, auch bei solchen kleinen Schaltungen, vermittelt meist neue Erfahrungen. Ausführliches über den Weg von der Schaltung zum Gerät ist in [7] zu lesen.

### 5.2.7. Weitere Experimente

Mit dem fertiggestellten Detektor lassen sich eine Reihe Experimente ausführen, deren Ergebnisse beim späteren Nachbau von Schaltungen verschiedenster Art vorteilhaft genutzt werden können.

Dafür seien 3 Beispiele angeführt, die allgemeine Anregungen geben, die auch für ähnliche und vergleichbare Schaltungen zutreffen.

#### Beispiel

Die Trennschärfe des Detektorempfängers ist durch geeignete Ankoppelmaßnahmen des Demodulators zu verbessern. Dazu eignen sich im Prinzip 2 Schaltungen (Bild 5.11). Die Diode, also der Demodulator, wird an eine Anzapfung der Spule gelegt (Bild 5.11a).

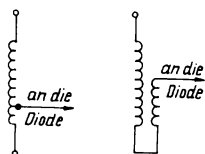


Bild 5.11  
Schaltungsmöglichkeit für Spulen

Gemäß Bild 5.11b wird eine 2. Spule über die 1. Spule gewickelt. In beiden Fällen beträgt die Windungszahl etwa 15 bis 25% der Windungszahl für die berechnete Schwingkreisspule, also bei 70 Windungen etwa 10 bis 20 Windungen. Dadurch läßt sich zwar eine bessere Trennschärfe erreichen, aber die Lautstärke wird geringer.

### Beispiel

Bessere Ausnutzung der Eingangsspannung durch Spannungsverdopplung. Auch diese Schaltung ist älteren Ursprungs. Die im Eingangsschwingkreis induzierte HF-Spannung wird besser ausgenutzt, indem die Eingangsspannung durch diese Spannungsverdopplerschaltung erhöht wird (Bild 5.12).

### Beispiel

Schließt man einen NF-Übertrager an den Ausgang des Detektors an und verbindet ihn mit dem Plattenspielereingang eines Rundfunkempfängers, dann ist Lautsprecherempfang möglich. Dabei muß der Rundfunkempfänger über einen Netztransformator mit Strom versorgt werden. Außerdem muß der Rundfunkempfänger auf Schallplattenwiedergabe geschaltet sein. Im Prinzip wird der NF-Verstärker mit Lautsprecher des Rundfunkgeräts dem Detektor nachgeschaltet (Bild 5.13).

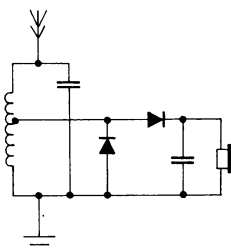


Bild 5.12  
Spannungsverdopplung

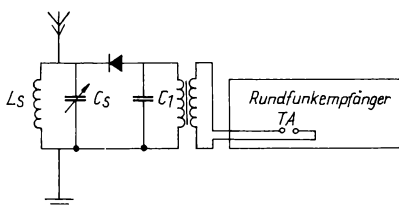


Bild 5.13  
Detektor am Rundfunk-  
empfänger

## 6. Transistor-NF-Verstärker

Aus der Vielzahl der Transistor-NF-Verstärker beschränken sich die nachfolgenden Beispiele und Experimente auf die wohl am weitesten verbreitete Emitterschaltung bis zum 2stufigen NF-Verstärker.

### 6.1. Verbesselter Detektorempfang

Die Lautstärke eines Detektorempfängers läßt sich durch einen nachfolgenden Verstärker wesentlich verbessern. Zum Experimentieren eignet sich eine Schaltung, wie sie Bild 6.1 zeigt. Es handelt sich um die Grundschiung eines 1stufigen NF-Verstärkers.

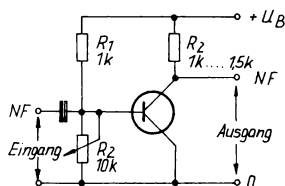


Bild 6.1  
Versuchsschaltung eines 1stufigen  
NF-Verstärkers

Experimentiert werden kann mit folgenden Werten:

- Batteriespannung oder Betriebsspannung 1,5 bis 4,5 V.
- $C_1$  von 10 bis 50  $\mu\text{F}$ .
- Der Spannungsteiler an der Basis folgt der Beziehung  $R_1 = 10 \cdot R_2$ .
- Der Kollektorwiderstand ergibt sich zunächst mit ungefähr  $R_3 = U_B / I_C$ ; bei  $I_C = 1$  bis 5 mA (nach dem *Ohmschen* Gesetz berechnet).

Diese Schaltung ist für einen npn-Transistor ausgelegt. Verwendet man einen pnp-Transistor, so muß man  $C_1$  umpolen. Ebenso sind die Pole der Betriebsspannung zu vertauschen. Die verstärkte NF wird zwischen NF und 0 abgenommen.

#### Beispiel

Die Lautstärke des Detektorempfängers ist durch einen 1stufigen NF-Verstärker zu verbessern.

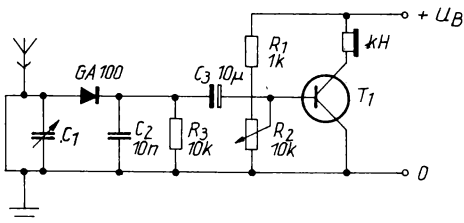


Bild 6.2  
Detektor mit Verstärker

Hat man mit der Grundsaltung nach Bild 6.1 experimentiert und Erfahrungen gesammelt, wird die Schaltung entsprechend Bild 6.2 abgeändert.

An Stelle des Kopfhörers setzt man den bereits erwähnten Arbeitswiderstand von  $10\text{k}\Omega$  ein. Der Kopfhörer wird nun in den Kollektorkreis des Transistors eingeschaltet.

### Beispiel

Ein vorhandener Verstärker des Typs «foni» soll zur Verbesserung der Lautstärke eingesetzt werden.

Bild 6.3 zeigt, wie man die Schaltung dazu auslegt.

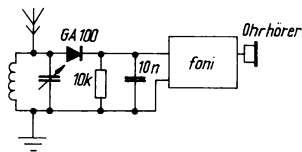


Bild 6.3  
Detektor mit nachgeschaltetem *foni*  
als Verstärker

Auf die Verwendung eines alten NF-Teils ist bereits hingewiesen worden. Beim Vergleich dieser Schaltungen bemerkt man die unterschiedliche Anpassung, einmal über einen NF-Übertrager, beim «foni» über einen Widerstand. Solche und ähnliche Fragen sind bei Aneinanderschaltung verschiedenartiger Baugruppen stets zu beachten.

Dieser Verstärker kommt nun zusätzlich auf die Leiterplatte, auf der sich bereits der Detektor befindet. Damit ist das erste kleine Rundfunkgerät fertig.

## 6.2. Elementare Grundlagen der Transistortechnik

### 6.2.1. Grundlagenversuche

Bevor die Ausführungen zu den Kenngrößen und Berechnungshinweise folgen, sollen einige Grundlagenversuche einfache, aber notwendige Erfahrungen vermitteln.

#### Beispiel

Die Anschlußbelegung eines Transistors ist zu prüfen.

Als Bauelemente werden benötigt: 1 Germaniumtransistor (pnp), 1 Siliziumtransistor (nnp), 1 Glühlampe 3,8 V/0,07 A, 1 Widerstand, 1 Unterbrecher und eine Spannungsquelle 4,5 V. Diese Bauelemente verbindet man auf dem Experimentierbrett EB 1 miteinander (Bild 6.4). Dabei soll der Transistor leicht zugänglich sein, damit er

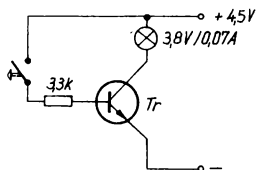


Bild 6.4  
Transistor im Stromkreis

ausgewechselt werden kann. Es kommen Transistoren aus den Halbleiter-Bastelbeuteln 1, 2, 6 und 7 (vergleiche Teil 1) in Frage. Die Versuche beginnen mit dem Silizium-nnp-Transistor in Übereinstimmung mit Bild 6.4. Der noch fehlende Widerstand hängt von dem geforderten Basisstrom ab. Die Stromstärke des Basisstroms soll 1,5 mA betragen. Nach Bild 6.4 und dem *Ohmschen* Gesetz ist dann

$$R = \frac{U_{\text{Batt}}}{I_B},$$

$$R = \frac{4,5 \text{ V}}{1,5 \cdot 10^{-3} \text{ A}},$$

$$R = 3000 \Omega.$$

Man setzt einen Widerstand mit 3,3 k $\Omega$  ein und schließt danach den Siliziumtransistor an. Die Anschlüsse des Transistors werden mit Hilfe des Anleitungshefts, das jedem Bastelbeutel beiliegt, bestimmt. Schließt man den Schalter S, dann leuchtet die Glühlampe. Der Schalter wird geöffnet. Die Lampe erlischt.

Nachdem Plus- und Minuspol der Batterie vertauscht sind, wiederholt man den Versuch.

Anschließend ist die Batterie wieder nach Bild 6.4 anzuschließen und der Siliziumtransistor durch einen Germaniumtransistor zu ersetzen.

Die beiden Versuche werden jetzt mit dem Germaniumtransistor durchgeführt. Die Ergebnisse sind genau umgekehrt.

Sollten die Versuche nicht eindeutig die zu erwartenden Ergebnisse bringen, wiederholt man sie mit Transistoren, die einen größeren Verstärkungsfaktor haben.

Dieses Beispiel zeigt, daß beim Einsatz von Transistoren die Polung beachtet werden muß. Das gilt außer für Transistoren auch für Elektrolytkondensatoren und Spannungsquellen, überhaupt für alle aktiven und polbezeichneten Bauelemente.

### 6.2.2. Bezeichnungen

Während bei den Dioden nur 1 Grenzschichtübergang vorhanden ist, haben Transistoren 2 Grenzschichtübergänge. Sie können in der Folge pnp (bei Germaniumtransistoren) oder in der Folge npn (bei Siliziumtransistoren) auftreten. Daraus ergeben sich auch die beiden Gleichrichterstrecken BC und BE. Mit einer Bezeichnung soll möglichst viel ausgedrückt werden. Deshalb bezeichnet man

- die Elektrode eines Transistors mit einem Großbuchstaben,
- die elektrische Größe mit einem Großbuchstaben,
- die elektrische Größe, gebunden an Elektroden, mit einem Großbuchstaben und die Elektroden mit Großbuchstaben als Index (Bild 6.5).

Es bedeuten:

B – Basis, C – Kollektor, E – Emitter.

$U_{BE}$  ist z. B. die Spannung zwischen Basis und Emitter. Manchmal wird in der Fachliteratur die nicht verwendete Elektrode mit 0 be-

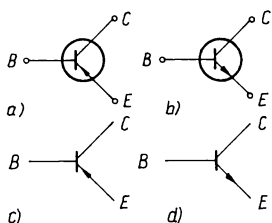


Bild 6.5

Transistorsymbole; a – pnp- und b – npn-Transistor in üblicher Darstellung, c – pnp- und d – npn-Transistor in neuerer Darstellung, besonders bei Schaltkreisen

zeichnet. Man überzeuge sich grundsätzlich vor dem Lesen der Fachliteratur oder dem Gebrauch von Nachschlagewerken über die vom Autor verwendeten Abkürzungen. Das ist besonders wichtig, wenn ältere Fachliteratur verwendet wird.

Weitere wichtige Informationen sind dem Typenschlüssel zu entnehmen.

Die nachfolgenden Zahlen bezeichnen die Baureihen.

*Tabelle 6.1 Typenschlüssel für Transistoren*

Buchstabe	Bedeutung
1. G	Germaniumtransistor
S	Siliziumtransistor
2. C	NF-Transistor
D	NF-Leistungstransistor
F	HF-Transistor
L	HF-Leistungstransistor
S	Schalttransistor
U	Leistungsschalttransistor

*Tabelle 6.2 Verstärkungsfaktoren*

Gruppe	Verstärkungsfaktor
Germaniumtransistoren	
a	18 bis 35
b	28 bis 56
c	45 bis 90
d	71 bis 140
e	112 bis 224
Siliziumtransistoren	
a	18 bis 35
b	28 bis 71
c	56 bis 140
d	112 bis 280
e	224 bis 560
f	450 bis 1 120

### *Beispiel*

Was ist den Bezeichnungen *SC 207*, *SF 126* und *GD 180* zu entnehmen?



SC – Siliziumtransistor für NF-Verstärkung;

SF – Silizium-HF-Transistor;

GD – Germanium-Leistungs-NF-Transistor.

Weitere Einzelheiten muß man Datenblättern oder Listen aus Büchern und Zeitschriften entnehmen. Oft sind die wichtigsten Daten auch den Bauanleitungen beigelegt.

Manchmal ist hinter der Zahl noch ein kleiner Buchstabe angefügt, z. B. SC 207 c. Dieser nachgesetzte kleine Buchstabe sagt etwas über Verstärkungsfaktoren aus, die nach Gruppen zusammengefaßt sind.

### 6.2.3. Festlegungen

Da der Anfänger sich zunächst gründlich mit den üblichen Germanium- und Siliziumtransistoren vertraut machen muß, beschränken sich die Festlegungen auf diese beiden Arten.

- Die Emitter-Basis-Strecke wird in Durchlaßrichtung betrieben. Das entspricht bei pnp-Transistoren einem pn-Übergang mit dem Pluspol der Spannungsquelle an E, also am Emitter (Bild 6.6).

	E	B	C
Ge	p	n	p
Si	n	p	n

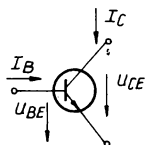


Bild 6.6

Richtungen von Strömen und Spannungen beim Transistor; a – Zuordnung der Zonenfolge, b – Strom- und Spannungspfeile

Für npn-Transistoren entspricht das einem np-Übergang mit dem Minuspol am Emitter.

- Die Kollektor-Basis-Strecke wird in Sperrichtung betrieben. Das entspricht bei pnp-Transistoren einem pn-Übergang mit dem Minuspol der Spannungsquelle am Kollektor.

Bei npn-Transistoren entspricht das einem np-Übergang mit dem Pluspol am Kollektor.

Es sei ausdrücklich darauf hingewiesen, daß diese Festlegungen Ausgangspunkt für Betrachtungen und Entwürfe sind. In der Praxis

werden Durchlaß- und Sperrrichtungen dem Verwendungszweck entsprechend genutzt. Man vergleiche nochmals Bild 6.6a.

Ströme, die in einen Transistor hineinfließen, werden positiv gezählt. Ströme, die aus dem Transistor herausfließen, werden negativ gezählt. Bei Spannungen ist vom höheren zum niederen Potential positiv und vom niederen zum höheren Potential negativ zu zählen. Für diese Angaben gilt die Festlegung, daß der 2. Index die Bezugselektrode angibt, die nicht beschaltete Elektrode mit 0 bezeichnet wird, z. B.  $U_{CEO}$  ist die Spannung zwischen Kollektor und Emitter, die Basis wird nicht verwendet, daher auch häufig  $U_{CE}$ .

Aber auch hier ist bei Literaturstellen darauf zu achten, welche Festlegungen der Autor getroffen hat.

Zu den Festlegungen gehören auch alle Daten und Werte, die der Hersteller für den jeweiligen Transistor angibt. Diese Werte dürfen nicht überschritten werden, da der Transistor sonst zerstört wird. Umfangreiches Material ist in [8] zu finden.

#### 6.2.4. Grundsaltungen

Ein Transistor kann in 3 verschiedenen Schaltungsarten, den Grundsaltungen, betrieben werden.

Die Bezeichnung der Grundsaltung richtet sich nach der Elektrode, die gemeinsam am Eingang und am Ausgang der Schaltung liegt. Die anderen beiden Elektroden liegen dann je eine am Eingang und die andere am Ausgang.

Aus Bild 6.7 gehen die Zusammenhänge eindeutig hervor. Da jede Schaltung 4 Anschlüsse hat (4 Pole), stellt der Transistor einen aktiven Vierpol dar. Zur Erfassung der Verhältnisse an einem Vierpol werden Vierpolparameter angewendet. Allgemein üblich sind die

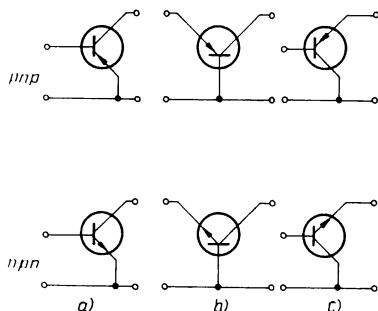


Bild 6.7

Grundsaltungen des Transistors; a – Emitter-schaltung, b – Basis-schaltung, c – Kollektor-schaltung

$h$ -Parameter. Sie werden hier nur angedeutet. Ihre ausführliche Behandlung übersteigt die Aufgabe dieser Broschüre. Näheres dazu in [9].

Jede im Transistorverstärker verwendete Grundsaltung für bestimmte Aufgaben ist für festgelegte Anwendungen vorgesehen. Tabelle 6.3 gibt darüber Auskunft. Die verbreitetste Schaltung ist die Emitterschaltung. Mit ihr lassen sich mehrstufige Verstärker aufbauen. Auch die Anpassungsfragen von  $R_{\text{ein}}$  und  $R_{\text{aus}}$  der einzelnen Stufen kann man verhältnismäßig einfach lösen.

**Tabelle 6.3** *Eigenschaften der Verstärkergrundsaltungen*

Größe	Emitterschaltung	Basisschaltung	Kollektorschaltung
Eingangswiderstand	500 $\Omega$ bis 2 k $\Omega$	25 $\Omega$ bis 500 $\Omega$	3 k $\Omega$ bis 1 M $\Omega$
$R_{\text{ein}}$	– mittel –	– klein –	– groß –
Ausgangswiderstand	20 k $\Omega$ bis 200 k $\Omega$	100 k $\Omega$ bis 1 M $\Omega$	30 $\Omega$ bis 20 k $\Omega$
$R_{\text{aus}}$	– mittel –	– groß –	– klein –
Verwendung	mehrstufige Verstärker	UKW-Eingangsstufen	Impedanzwandler zur Anpassung hochohmiger Signalquellen an niederohmige Eingänge

Von Bedeutung ist noch die Kollektorschaltung. Sie wird verwendet, wenn man eine hochohmige Signalquelle benutzt und ein mehrstufiger Verstärker folgt. Das geht auch deutlich aus der Tabelle 6.3 hervor: Der Eingangswiderstand der Kollektorschaltung ist groß. Der Ausgangswiderstand der Kollektorschaltung umfaßt den Bereich des Eingangswiderstands der Emitterschaltung. Die Reihenfolge wäre in diesem Fall Kollektorschaltung–Emitterschaltung. Aus diesen Angaben kann vor der Dimensionierung eine Konzeption für den Verstärker erarbeitet werden, die vielleicht so aussehen könnte:

- Kollektorschaltung zur Anpassung. Es folgt eine
- Emitterschaltung als mehrstufiger Verstärker mit einer weiteren
- Emitterschaltung als Leistungsverstärker mit entsprechendem Leistungstransistor.

Das ergibt dann die

- Anpassungsstufe, die
  - Verstärkerstufen und die
  - Endstufe
- eines größeren leistungsfähigen Verstärkers.

## 6.2.5. Kennlinienfeld

Im Kennlinienfeld werden die für jeden Transistortyp charakteristischen Verhältnisse und Abhängigkeiten von Strom und Spannung dargestellt. Es besteht aus 4 Quadranten, aus denen man die Transistorkennwerte ermittelt.

Aus der Festlegung des Arbeitspunkts ergeben sich die weiteren Kennwerte, die für das Betreiben des Transistors erforderlich sind. Dabei handelt es sich um Gleichstrom- und Gleichspannungswerte.

Faßt man, wie bereits angedeutet, den Transistor als Vierpol auf, so lassen sich zu diesem Vierpol die entsprechenden  $h$ -Parameter ablesen. Die  $h$ -Parameter werden an dieser Stelle nur erwähnt. Auf ihre Konstruktion wird verzichtet. Auch kann im Rahmen dieser Einführung die Vierpoltheorie nicht behandelt werden.

Da der Leser mit dieser Broschüre auch auf den Gebrauch der Fachliteratur hingelenkt werden soll, muß bei jeder Literaturquelle beachtet werden, von welcher Grundschaltung im Kennlinienfeld ausgegangen worden ist. Allgemein üblich ist es, von der Emitterschaltung auszugehen. Sie ist in den weiteren Beispielen und Ausführungen ebenfalls Ausgangspunkt.

### 6.2.5.1. Einteilung

Die Einrichtung des Kennlinienfelds und die Bedeutung der einzelnen Quadranten zeigt Bild 6.8. Man verwendet das bekannte kartesische Koordinatensystem. Daraus ergeben sich 4 Quadranten.

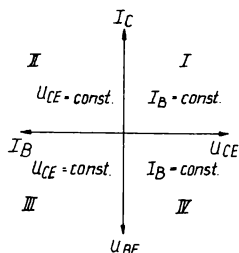


Bild 6.8  
Kennlinienfeld eines Transistors in Emitterschaltung, Bedeutung der Quadranten

Der 1. Quadrant enthält die Ausgangskennlinie des Transistors. In ihn wird der Kollektorstrom  $I_C$  und die Kollektor-Emitterspannung eingetragen, die oft auch als Betriebsspannung  $U_B$  oder als Batteriespannung  $U_{\text{Batt}}$  oder  $U_0$  bezeichnet wird, was nicht korrekt ist (beachte Abschnitt 6.2.5.2.).

Der Batteriestrom  $I_B$  als Parameter ist als konstante Größe eingetragen.  $I_B$  wird in  $\mu\text{A}$ ,  $I_C$  in  $\text{mA}$  und  $U_{CE}$  in  $\text{V}$  angegeben. Dabei ist  $I_C = f(U_{CE})$  mit  $I_B$  als Parameter. Das Ausgangskennlinienfeld zeigt Sperrkennlinien der Kollektor-Basis-Diode. Das Sperrverhalten kann durch den Basisstrom  $I_B$  beeinflusst werden.

Im 2. Quadranten ist die Stromverstärkungskennlinie eingetragen. Es gilt  $I_C = f(I_B)$  mit  $U_{CE}$  als Parameter.  $I_B$  und  $I_C$  sind in  $\mu\text{A}$  und  $U_{CE}$  in  $\text{V}$  angegeben. In diesem Kennlinienfeld wird das Stromübertragungsverhalten zwischen Kollektorstrom und Basisstrom dargestellt. Das entspricht der Verstärkung. Es besteht eine geringe Abhängigkeit von der Kollektor-Emitter-Spannung, das bedeutet gleichzeitig eine geringe Abhängigkeit von der Betriebsspannung. Hinzu kommt noch, daß es sich bei dem in diesem Abschnitt angeführten Verstärker im wesentlichen um Kleinsignalverstärkung handelt und dafür die Kennlinie fast annähernd linear ist.

Aus dem 3. Quadranten wird die Eingangskennlinie nach  $I_B = f(U_{BE})$  mit  $U_{CE}$  als Parameter ersichtlich. Angegeben sind  $I_B$  in  $\mu\text{A}$ ,  $U_{BE}$  in  $\text{mV}$  und  $U_{CE}$  in  $\text{V}$ . Die Kennlinie hängt etwas von der Kollektor-Emitter-Spannung ab. Sie ist die Durchlaßkennlinie für die Basis-Emitter-Diode.

Der 4. Quadrant zeigt die Rückwirkungskennlinie. Sie ist für viele Anwendungen ohne Bedeutung und wird daher oft weggelassen. Sie stellt den Zusammenhang zwischen der Eingangsspannung und der Ausgangsspannung nach der Beziehung  $U_{BE} = f(U_{CE})$  mit  $I_B$  als Parameter dar. Dabei werden  $U_{CE}$  in  $\text{V}$ ,  $U_{BE}$  in  $\text{mV}$  und  $I_B$  in  $\mu\text{A}$  angegeben.

### 6.2.5.2. Lastgerade

Bei der Konstruktion der Lastgeraden wird von der Verstärkergrundschialtung (Bild 6.9) ausgegangen. Es bedeuten:

$R_L$  – Ausgangs- oder Lastwiderstand,

$R_B$  – (Basiswiderstand) Basisvorwiderstand. Mit ihm wird der Basisstrom eingestellt.

An jedem Widerstand fällt bekanntlich eine Spannung ab, an  $R_L$  ist es die Spannung  $U_{RL}$ .  $U_{RL}$  ergibt sich aber aus  $R_L \cdot I_C$  nach dem

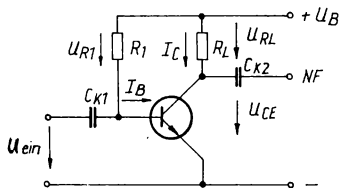


Bild 6.9  
Verstärkergrundschaltung

**Ohmschen Gesetz.** Statt  $U_{RL}$  kann also auch  $R_L \cdot I_C$  gesetzt werden. Das ist bei Berechnungen zu beachten.

**$C_K$ -Koppelkondensator.**

Liegt am Eingang des dargestellten Verstärkers keine Eingangsspannung, dann befindet sich der Verstärker im Ruhezustand. Dabei wirken nur die Gleichspannungs- und Gleichstromwerte, es fließt ein Basisstrom  $I_B$ . Zwischen Basis und Emitter tritt ein Spannungsabfall  $U_{BE}$  auf. Im Transistor wird der Basisstrom verstärkt und liefert den Kollektorstrom

$$I_C = \beta \cdot I_B \quad (6.1)$$

mit der bereits in Teil 1 erwähnten Ableitung des Verstärkungsfaktors (vereinfacht) zu

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}. \quad (6.2)$$

Am Arbeits- oder Lastwiderstand  $R_L$  fällt, wie bereits gesagt, die Spannung  $U_{RL}$  ab, hervorgerufen durch den Kollektorstrom  $I_C$ . Die Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  ist damit kleiner als die Betriebs-

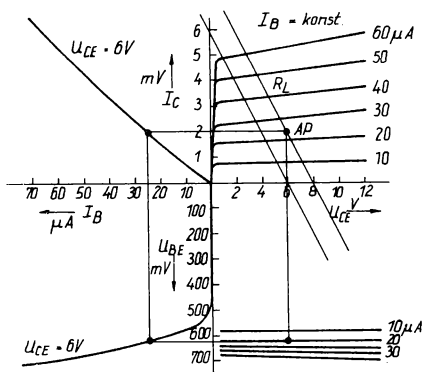


Bild 6.10  
Kennlinienfeld eines Transistors in Emitterschaltung, Konstruktion der Lastgeraden und Bestimmung der Werte des Arbeitspunkts

spannung  $U_B$  bzw.  $U_{\text{Batt}}$  oder  $U_0$  (vergleiche Abschnitt 6.2.5.1.), was beim Einzeichnen der Lastgeraden deutlich wird.

Das Zeichen der Lastgeraden oder Arbeitswiderstandsgeraden soll am nächsten Beispiel in Bild 6.10 gezeigt werden.

### Beispiel

Zeichne die Lastgerade des Transistors *SC 207* für einen 1stufigen Verstärker in Emitterschaltung, und ermittle die Kennwerte für den Arbeitspunkt.

Dazu wählt man den Lastwiderstand und eine Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  willkürlich aus.

Ergibt sich ein ungünstiges Ergebnis, so geht man von anderen Werten aus.

Für dieses Beispiel sei der Lastwiderstand  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  und die Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE} = 6 \text{ V}$ .

Man zeichnet die Lastgerade im 1. Quadranten. Eine weitere Voraussetzung ist die Festlegung des Arbeitspunkts im 1. Quadranten. Da bereits für  $U_{CE} = 6 \text{ V}$  eine Festlegung getroffen ist, empfiehlt sich nach dem Datenblatt ein  $I_C$  mit  $2 \text{ mA}$ .

- Arbeitspunkt AP:  $U_{CE} = 6 \text{ V}$ ,  $I_C = 2 \text{ mA}$  einzeichnen. Das ist der Schnittpunkt im 1. Quadranten aus der Projektion von der  $U_{CE}$ - und  $I_C$ -Achse.
- Bestimmen des 1. Punktes der Lastgeraden oder Widerstandsgeraden.

Man nimmt:

$$I_C = 0, \quad U_{CE} = 6 \text{ V}.$$

- Bestimmen des 2. Punktes für die Widerstandsgerade.

Man nimmt:

$$U_{CE} = 0, \quad I_C = \frac{U_{CE}}{R_L}$$

und erhält

$$I_C = \frac{6 \text{ V}}{1 \cdot 10^3 \Omega},$$

$$I_C = 6 \cdot 10^{-3} \text{ A}.$$

- Punkte auf der  $U_{CE}$ - und  $I_C$ -Achse einzeichnen und verbinden.
- Die so gefundene Gerade in den Arbeitspunkt durch Parallelverschiebung bringen.
- Nun läßt sich auf der  $U_{CE}$ -Achse im Schnittpunkt mit der Wider-

standsgeraden, die durch den Arbeitspunkt geht, die Betriebsspannung  $U_B$  mit  $U_B \approx 8,5 \text{ V}$  ablesen. Diese Spannung liefern 2 Flachbatterien mit je  $4,5 \text{ V}$  in Reihe geschaltet.

- Aufzeichnen der weiteren Arbeitspunktwerte durch Zeichnen der Parallel zu den Achsen des Koordinatensystems, ausgehend vom Arbeitspunkt.

Das ergibt

im 2. Quadranten: Schnittpunkt auf Parameter  $U_{CE}$  und Fällen des Lotes auf  $I_B$ -Achse,  $I_B = 25 \mu\text{A}$ ;

im 3. Quadranten: Schnittpunkt auf Parameter  $U_{CE}$  und Fällen des Lotes auf  $U_{BE}$ -Achse,  $U_{BE} = 630 \text{ mV}$ ;

im 4. Quadranten: erhält man wieder  $I_B = 25 \mu\text{A}$ .

Für die Dimensionierung sind nun folgende Werte bekannt:

$U_B = 9 \text{ V}$ ,  $I_B = 25 \mu\text{A}$ ,

$U_{CE} = 6 \text{ V}$ ,  $I_C = 2 \text{ mA}$ ,

$U_{BE} = 630 \text{ mV}$ ,  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$

Diese Werte werden in Abschnitt 6.2.5.4. zur Berechnung eines 1stufigen Verstärkers verwendet.

Doch zuvor einige einführende Hinweise zu den  $h$ -Parametern.

### 6.2.5.3. $h$ -Parameter

Die  $h$ -Parameter (Hybrid-Parameter) entstammen der Betrachtungsweise des Transistors als Vierpol. Sie sind Widerstands-, Leitwert- und dimensionslose Größen. Mit ihnen werden die Verhältnisse im Transistor charakterisiert. Ihre Gültigkeit beschränkt sich auf das Kleinsignalverhalten, wie es in den Beispielen dieses Bandes beschrieben wird. Um das Hochfrequenzverhalten eines Transistors zu beschreiben, benutzt man z. B. die  $Y$ -Parameter oder Leitwertparameter.

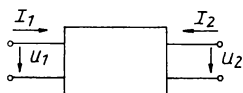


Bild 6.11

Darstellung eines Transistors als Vierpol

Den  $h$ -Parametern liegt, aus der  $h$ -Matrix gewonnen, das Gleichungssystem

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2, \quad (6.3)$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 \quad (6.4)$$



mit der Determinante

$$h = h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21} \quad (6.5)$$

zu Grunde.

Aus diesen Gleichungen lassen sich die einzelnen  $h$ -Parameter berechnen:

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \quad \text{mit } u_2 = 0, \text{ Eingangswiderstand.} \quad (6.6)$$

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \quad \text{mit } i_1 = 0, \text{ Spannungsrückwirkung.} \quad (6.7)$$

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \quad \text{mit } u_2 = 0, \text{ Stromverstärkungsfaktor.} \quad (6.8)$$

$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \quad \text{mit } i_1 = 0, \text{ Ausgangsleitwert.} \quad (6.9)$$

(Es wird empfohlen, für die angegebenen Größen, den Wert 0 einzusetzen und die Gleichungen nach dem jeweiligen  $h$ -Parameter aufzulösen.)

Die  $h$ -Parameter lassen sich auch konstruieren. Dazu wird in jedem Quadranten an den Arbeitspunkt ein rechtwinkliges Dreieck gelegt. Der Arbeitspunkt liegt möglichst in der Mitte der Hypotenuse. Die Katheten können dann als endliche Differenzen abgelesen werden.

Bild 6.12 zeigt diese Darstellung an dem bereits behandelten Beispiel.

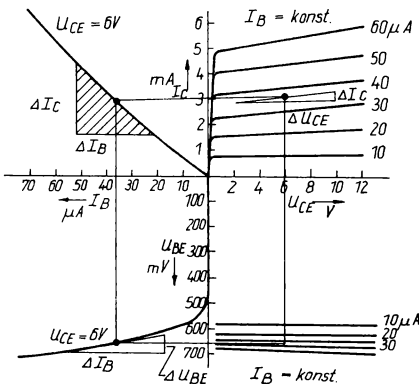


Bild 6.12  
Kennlinienfeld mit  
 $h$ -Parametern

Daraus ergibt sich:

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \quad (6.10)$$

$$h_{12} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} \quad (6.11)$$

$$h_{21} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \quad (6.12)$$

$$h_{22} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \quad (6.13)$$

Die in diesem Abschnitt angegebenen Formeln und dargelegten Erläuterungen beziehen sich alle auf die Emitterschaltung. Die gleichen Betrachtungen lassen sich im Rahmen der Vierpoltheorie auch für die anderen Grundschaltungen durchführen. In Tabelle 6.4 sind die Ergebnisse zusammengefaßt.

*Tabelle 6.4 h-Parameter*

Para- meter	Bezeichnung	Gleichung	Be- deutung	Kon- struktion	Maß- einheit	Qua- drant
$h_{11}$	Eingangs- widerstand	$h_{11} = \frac{U_1}{i_1}$	$U_2 = 0$	$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B}$	k	3
$h_{12}$	Spannungsrück- wirkung	$h_{12} = \frac{U_1}{U_2}$	$i_1 = 0$	$\frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}}$	—	4
$h_{21}$	Strom- verstärkung	$h_{21} = \frac{i_2}{i_1}$	$u_2 = 0$	$\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$	—	2
$h_{22}$	Ausgangs- leitwert	$h_{22} = \frac{i_2}{u_2}$	$i_1 = 0$	$\frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}}$	m S	1

In  $h_{21}$  erkennt man den Verstärkungsfaktor wieder. Sind alle  $h$ -Parameter ermittelt, dann lassen sich mit ihnen Berechnungen durchführen. So erhält man z. B. die Stromverstärkung aus der Gleichung

$$v_i = \frac{i_2}{i_1}, \quad (6.14)$$

$$v_i = \frac{h_{21}}{1 + h_{22}R_L}. \quad (6.15)$$

### Beispiel

Die Stromverstärkung für einen Transistor SC 207 mit  $h_{11} = 2,3 \text{ k}\Omega$ ,  $h_{12} = 3,8 \cdot 10^{-4}$ ,  $h_{21} = 28$ ,  $h_{22} = 0,048 \text{ mS}$  und  $R_L = 4 \text{ k}\Omega$  ist zu berechnen.

$$v_i = \frac{28}{1 + 48 \cdot 10^{-6} \text{ S} \cdot 4 \cdot 10^3 \Omega}$$

$$v_i = 23,5$$

Die Stromverstärkung beträgt 23,5.

### 6.2.5.4. Arbeitspunktstabilisierung

Es wurde bereits darauf hingewiesen, daß im Ruhezustand des Transistors, das heißt, wenn keine NF-Spannung am Eingang anliegt, ein Basisstrom fließt. Diesen Strom muß man auf eine bestimmte Stärke einstellen.

Jeder Transistor ist temperaturabhängig. Durch geeignete Schaltungsmaßnahmen muß erreicht werden, daß der Arbeitspunkt konstant bleibt. Für die Einführung zum Experimentieren seien 3 Möglichkeiten angedeutet.

Es wird mit vorhandenen Bauelementen und nach eigenen Berechnungen auf dem Experimentierbrett gearbeitet.

#### Arbeitspunktstabilisierung durch einen Basiswiderstand

Die Basiswiderstände werden nachfolgend mit  $R_1$  bzw.  $R_2$  bezeichnet. Üblich ist  $R_B$  oder auch  $R_b$ . Der Lastwiderstand wird mit  $R_L$ , als Kollektorwiderstand auch mit  $R_C$  bezeichnet. Unter  $U_B$  ist die Betriebsspannung zu verstehen.

Für die Berechnung des Basiswiderstands sind  $U_B = 9 \text{ V}$ ,  $U_{BE} = 630 \text{ mV}$  und  $I_B = 25 \mu\text{A}$  bekannt.

Diese Werte sind durch die Festlegung des Arbeitspunkts und der Konstruktion der Lastgeraden ermittelt.

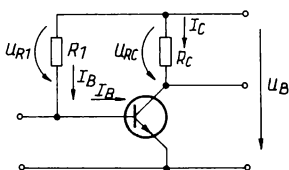


Bild 6.13

Transistor mit Arbeitspunktstabilisierung durch einen Basisvorwiderstand

Um  $R_1$  zu erhalten, wird vom Maschensatz (Teil I, Abschnitt 3.4.2.) ausgegangen.

$$U_B - U_{BE} - U_{R1} = 0, \quad (6.16)$$

daraus ergibt sich  $U_{R1} = U_B - U_{BE}$

Da aber

$$U_{R1} = R_1 \cdot I_B \quad (6.17)$$

ist, folgt

$$R_1 \cdot I_B = U_B - U_{BE},$$

$$R_1 = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B},$$

$$R_1 = \frac{9\text{ V} - 630 \cdot 10^{-3}\text{ V}}{25 \cdot 10^{-6}\text{ A}},$$

$$R_1 = 334\,800\,\Omega.$$

$U_B$  mit 9 V ist gegenüber  $U_{BE}$  mit 630 mV sehr groß, so daß  $U_{BE}$  vernachlässigt werden kann.

Aus  $|U_B| \gg |U_{BE}|$  folgt:

$$R_1 \approx \frac{U_B}{I_B}, \quad (6.18)$$

$$R_1 \approx \frac{9\text{ V}}{25 \cdot 10^{-6}\text{ A}},$$

$$R_1 \approx 360\,000\,\Omega.$$

Es wird ein Widerstand von 330 k $\Omega$  oder 390 k $\Omega$  genommen.

### **Arbeitspunktstabilisierung durch Spannungsteiler und Emitterwiderstand**

Für die Berechnungen gelten folgende Festlegungen:

$$R_E = 0,1 R_C, \quad (6.19)$$

$$R_1 \leq 10 \cdot R_2. \quad (6.20)$$

Für  $I_2$  gilt bei Germaniumtransistoren:

$$I_2 \approx (3 \text{ bis } 5) I_B \quad (\text{Sonderfall bis } 10 I_B).$$

Bei Siliziumtransistoren gilt:

$$I_2 \approx (10 \text{ bis } 15) I_B.$$

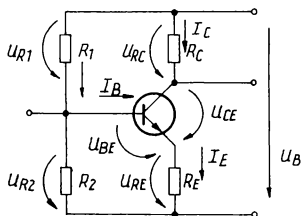


Bild 6.14  
Transistor mit Arbeitspunktstabilisierung durch einen Spannungsteiler und Emittterwiderstand

Im allgemeinen ist  $I_B \ll I_C$ , so daß

$$I_B + I_C \approx I_C \approx I_E$$

gesetzt werden kann.

Der Lastwiderstand setzt sich bei dieser Schaltungsvariante zusammen aus:

$$R_L = R_C + R_E. \quad (6.21)$$

Nach dem Maschensatz berechnet man  $R_C$  aus

$$I_C R_C = U_B - U_{RE} - U_{CE} \quad (6.22)$$

und  $R_2$  aus

$$I_2 R_2 = U_{BE} + I_E R_E. \quad (6.23)$$

Insgesamt erhält man

$$R_C = \frac{U_B - U_{RE} - U_{CE}}{I_C},$$

$$R_2 = \frac{U_{BE} + U_{RE}}{I_2} \quad (\text{mit } I_2 = n \cdot I_B, \text{ s. o.}),$$

$$R_1 \leq 10 R_2, R_E = 0,1 R_C.$$

Bekannt sind noch  $I_C = 2 \text{ mA}$  und  $U_{CE} = 6 \text{ V}$  aus dem Beispiel. Der Spannungsabfall soll an  $R_E$  etwa  $1 \text{ V}$  betragen.

Das ergibt als Zahlenbeispiel:

$$R_C = \frac{9 \text{ V} - 1 \text{ V} - 6 \text{ V}}{2 \cdot 10^{-3} \text{ A}} = 1 \text{ k}\Omega$$

(Man vergleiche mit  $R_L$ !)

$$R_2 = \frac{630 \cdot 10^{-3} \text{ V} + 1 \text{ V}}{10 \cdot 25 \cdot 10^{-6} \text{ A}}$$

$$R_2 = 6\,520\,\Omega$$

und

$$R_1 = 10 \cdot 6\,520\,\Omega$$

$$R_1 = 65\,200\,\Omega$$

$$R_E = 0,1 \cdot 1\,000\,\Omega$$

$$R_E = 100\,\Omega$$

Für die Praxis benötigt man  $R_1 = 68\,\text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 6,8\,\text{k}\Omega$ ,  $R_C = 1\,\text{k}\Omega$ ,  $R_E = 100\,\Omega$ .

Für  $R_1$  oder  $R_2$  läßt sich eventuell ein Potentiometer einsetzen. Die praktischen Werte für Widerstände entnimmt man den Tabellen der «Internationalen E-Reihen». Diese Tabellen enthalten die Aufstellungen der Werte, die produziert werden mit Angaben über Toleranzen. Die darin enthaltenen Werte können mit ganzzahligen Vielfachen von 10 multipliziert werden. So ist z. B. die Reihe E 12 für eine Toleranz von  $\pm 10\%$  festgelegt. Die Bezeichnung lautet: E 12  $\pm 10\%$ . Die vollständige Angabe wäre also  $R_1 = 68\,\text{k}\Omega$ , E 12  $\pm 10\%$ . Das ist ein Widerstand  $61,2\,\text{k}\Omega < R_1 < 74,8\,\text{k}\Omega$ .

Der gewünschte Wert wird also sicher erfaßt.

### Arbeitspunktstabilisierung durch einen Basiswiderstand zwischen dem Kollektorwiderstand und der Basis

Die Schaltung nach Bild 6.15 ist mit diesen einfachen Mitteln recht temperaturstabil.

Bei der Berechnung geht man wieder vom Maschensatz aus.  $R_C$  erhält man aus

$$U_B - U_{CE} - U_{RC} = 0,$$

$$-U_{RC} = -U_B + U_{CE},$$

$$I_C R_C = U_B - U_{CE},$$

$$R_C = \frac{U_B - U_{CE}}{I_C}.$$

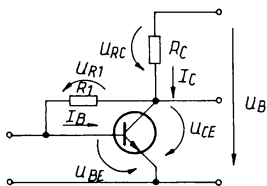


Bild 6.15

Transistor mit Arbeitspunktstabilisierung durch einen Basisvorwiderstand zwischen Kollektorwiderstand und der Basis

$R1$  wird wie folgt ermittelt:

$$\begin{aligned}U_B - U_{BE} - U_{R1} - U_{RE} &= 0, \\-U_{R1} &= -U_B + U_{BE} + U_{RC}, \\I_B R1 &= U_B - U_{BE} - U_{RC}, \\R1 &= \frac{U_B - U_{BE} - U_{RC}}{I_B}.\end{aligned}$$

Da  $|U_{BE}| \ll |U_B|$  ist, kann  $U_{BE}$  vernachlässigt werden

$$R1 = \frac{U_B - U_{RC}}{I_B},$$

und mit  $U_{RC} = I_C \cdot R_C$  ergibt sich dann endgültig

$$R1 = \frac{U_B - R_C \cdot I_C}{I_B}.$$

Es gibt noch eine 2. Möglichkeit zur Bestimmung von  $R1$ . Man nimmt die Masche

$$\begin{aligned}U_{CE} - U_{BE} - U_{R1} &= 0, \\-U_{R1} &= -U_{CE} + U_{BE}, \\I_B \cdot R1 &= U_{CE} - U_{BE}, \\R1 &= \frac{U_{CE} - U_{BE}}{I_B}.\end{aligned}$$

Da nun wiederum  $|U_{CE}| \gg |U_{BE}|$  ist, folgt daraus die Vereinfachung

$$R1 = \frac{U_{CE}}{I_B}.$$

Die Werte  $U_B = 9\text{ V}$ ,  $R_C = 1\text{ k}\Omega$ ,  $I_B = 25\text{ }\mu\text{A}$ ,  $I_C = 2\text{ mA}$  werden zunächst in die Gleichung eingesetzt.

$$\begin{aligned}R1 &= \frac{U_B - R_C \cdot I_C}{I_B} \\R1 &= \frac{9\text{ V} - 1 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-3}\text{ A}}{25 \cdot 10^{-6}\text{ A}} \\R1 &= 0,28 \cdot 10^6\text{ }\Omega \\R1 &= 280\text{ k}\Omega\end{aligned}$$

Eingesetzt in die Gleichung

$$R1 = \frac{U_{CE}}{I_B},$$

ergibt sich

$$R1 = \frac{6 \text{ V}}{25 \cdot 10^{-6} \text{ A}},$$

$$R1 = 0,24 \cdot 10^6 \Omega,$$

$$R1 = 240 \text{ k}\Omega.$$

Für  $R1$  erhält man also einmal  $240 \text{ k}\Omega$  und einmal  $280 \text{ k}\Omega$ . Ein Widerstand, der beiden Ergebnissen gerecht wird, muß die Bedingung

$$240 \text{ k}\Omega < R1 < 280 \text{ k}\Omega$$

erfüllen.

Der in der  $E 12$ -Reihe stehende Widerstand mit dem Wert  $270 \text{ k}\Omega$  ist für den Bereich  $243 \text{ k}\Omega < R1 < 297 \text{ k}\Omega$  geeignet. Man muß auch an die Exemplarstreuung der Transistoren denken, so daß sich die praktischen Werte doch immer etwas anders einstellen.

Daraus ergibt sich trotz allen Berechnens und Konzipierens, daß grundsätzlich erst eine Versuchsschaltung aufgebaut wird. Die Toleranzen gleichen diese Unterschiede in gewissen Grenzen aus. Die berechnete Schaltung ist also in jedem Fall erst zu erproben.

### 6.3. Verzerrungen

Gerade bei Verstärkern treten oft Störungen auf, die bei Verwendung einwandfreier Bauelemente und sorgfältigen Lötarbeiten dem Anfänger unerklärlich sind. Dabei handelt es sich meist um eine verzerrte Wiedergabe.

Die Ursachen dafür können sein:

- Bei der Festlegung des Arbeitspunkts ist Unsymmetrie eingetreten.

Die Verhältnisse zeigt Bild 6.16. Die Unsymmetrie ist deutlich zu erkennen. In Bild 6.16 wird die zu verstärkende Wechselspannung mit  $U 50 \text{ mV}$  angenommen, so daß jede Halbwelle mit  $25 \text{ mV}$  eingezeichnet ist. Der Arbeitspunkt liegt also nicht in der Mitte der Lastgeraden. Dadurch wird der Transistor unsymmetrisch aus-



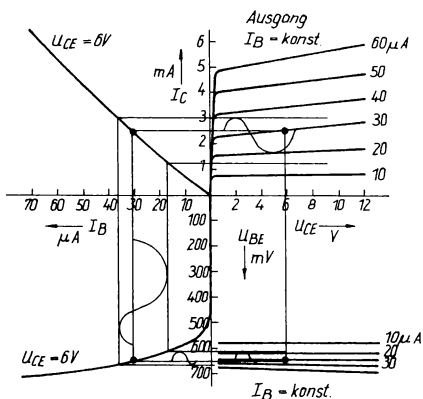


Bild 6.16  
Verzerrung im Kennlinienfeld veranschaulicht

gesteuert, und die beiden Halbwellen der anliegenden Wechselspannung werden unterschiedlich stark verstärkt.

Abhilfe schafft hier nur die Wahl eines neuen Arbeitspunkts mit den sich daraus ergebenden Berechnungen.

– Nichtlineare Kennlinien am Eingang.

Dieses Problem, kurz angedeutet, läuft auf Anpassungsfragen hinaus. Das trifft auch besonders für Leistungstransistoren zu.

– Übersteuerung.

Sie tritt dann ein, wenn die Amplitude der Eingangsspannung größer wird als die Basis-Emitter-Spannung im Arbeitspunkt. Dadurch gerät die Basis-Emitter-Diode in Sperrichtung, und es fließt kein Basisstrom. Die negative Halbwelle wird begrenzt. Der Verstärker ist übersteuert.

Der Grad der Verzerrungen wird in % angegeben. Er drückt aus, wie weit ein Signal von der Sinusform abweicht. Man nennt ihn Klirrfaktor.

## 6.4. Einstufiger NF-Verstärker

Mit dem 1stufigen NF-Verstärker wird das in Abschnitt 6.2. und Abschnitt 6.3. Gesagte praktisch angewendet. Ein Beispiel, das auch wieder durch das Experiment zu stützen ist, zeigt, wie ein 1stufiger Verstärker berechnet wird.

## Beispiel

Zur Berechnung eines 1stufigen NF-Verstärkers in Emitterschaltung sind aus dem Kennlinienfeld ermittelt:  $T1 = SC\ 207$ ,  $U_B = 9\text{ V}$ ,  $U_{CE} = 6\text{ V}$ ,  $I_C = 2,5\text{ mA}$ ,  $I_B = 30\text{ }\mu\text{A}$  und  $R_L = 1,5\text{ k}\Omega$ .

Es fehlen also der Basisvorwiderstand  $R1$  und die Koppelkondensatoren  $C_{K1}$  und  $C_{K2}$ .

$$R1 = \frac{U_B}{I_B}$$

$$R1 = \frac{9\text{ V}}{30 \cdot 10^{-6}\text{ A}}$$

$$R1 = 0,3 \cdot 10^6\ \Omega$$

$$R1 = 300\text{ k}\Omega$$

Man wählt einen Widerstand von  $270\text{ k}\Omega$  bzw.  $330\text{ k}\Omega$ .  $C_{K1}$  soll Gleichspannungsanteile von der Basis des Transistors fernhalten,  $C_{K2}$  verhindern, daß Gleichspannungsanteile vom Kollektor auf die nächste Stufe gelangen. Zur Berechnung der Koppelkondensatoren benötigt man die untere zu verstärkende Frequenz und den Kollektorwiderstand. Bei  $C_{K2}$  setzt sich dieser Widerstand  $R_{C2}$  aus  $R_{C1} = R_L + R_{\text{ein}}$ , also aus Kollektorwiderstand der 1. Stufe und dem Eingangswiderstand der nächsten Stufe, zusammen (Bild 6.17).

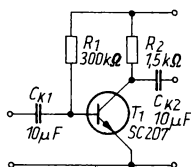


Bild 6.17  
1stufiger Verstärker

$$C_K = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_u \cdot R_{\text{ein}}} \quad (6.24)$$

$f_u$  ist die untere NF, die mit  $50\text{ Hz}$  angesetzt wird. Für  $R_{\text{ein}}$  wählt man großzügig  $5\text{ k}\Omega$ . Dann ergibt sich:

$$C_{K1} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50\text{ Hz} \cdot 5 \cdot 10^3\ \Omega},$$

$$C_{K1} = \frac{1 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 3,14 \cdot 5 \cdot 5}\text{ F},$$

$$C_{K1} = 0,00636 \cdot 10^{-4} \text{ F},$$

$$C_{K1} = 0,636 \mu\text{F}.$$

Es wird ein Elektrolytkondensator von  $10 \mu\text{F}$  eingesetzt. Soll bei dem vorliegenden Verstärker eine Emitterstufe folgen, so ergibt sich für  $R_C = 1,5 \text{ k}\Omega + 2 \text{ k}\Omega = 3,5 \text{ k}\Omega$ . Daraus erhält man:

$$C_{K2} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 3,5 \cdot 10^3 \Omega},$$

$$C_{K2} = \frac{1 \cdot 10^{-4}}{2 \cdot 3,14 \cdot 5 \cdot 3,5} \text{ F},$$

$$C_{K2} = 0,009 \cdot 10^{-4} \text{ F},$$

$$C_{K2} = 0,9 \mu\text{F}.$$

Es wird ein Elektrolytkondensator von  $10 \mu\text{F}$  eingesetzt. Dabei müssen die Elektrolytkondensatoren die entsprechende Spannung aufweisen. Für dieses Beispiel kommen Elektrolytkondensatoren mit 10/10 in Frage, das heißt  $10 \mu\text{F}/10 \text{ V}$ . Der Praxis entsprechend wird an Stelle von  $R_C$  der Kopfhörer eingesetzt und die Schaltung nach Bild 6.18 aufgebaut.

Damit schließt das Experiment und Beispiel wieder an Abschnitt 6.1. an, der damit verständlicher wird.

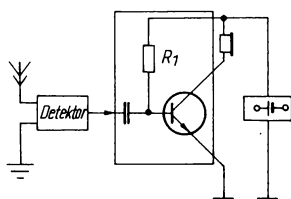


Bild 6.18  
Diodenempfänger

## 6.5. Mehrstufiger Verstärker

Verstärker mit mehreren Stufen gibt es in solcher Vielzahl von Varianten, daß hier keine ausführliche Beschreibung möglich ist. Man unterscheidet nach der Anzahl der Stufen. Ferner ist es möglich, verschiedenartige Endstufen anzufügen, die besonders berechnet werden müssen. Wenn der Abschnitt 6. im Experiment und in den

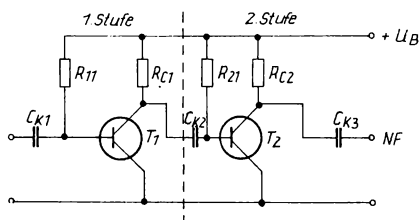


Bild 6.19  
2stufiger Verstärker

Berechnungen erfolgreich bewältigt worden ist, wird das Studium in der bereits genannten Literatur und mit [10] fortgesetzt.

Bild 6.19 zeigt einen 2stufigen Verstärker. Die einzelnen Stufen sind deutlich zu erkennen.

Die 1. Stufe wird gebildet aus dem Basiswiderstand  $R_{11}$  und dem Kollektorwiderstand  $R_{C1}$  zum Transistor  $T_1$ . Der Koppelkondensator  $C_{K1}$  liegt am Eingang. Der Koppelkondensator  $C_{K2}$  liegt zwischen dem Ausgang der 1. Stufe und dem Eingang der 2. Stufe. Er «koppelt» beide Stufen zusammen. Die 2. Stufe ist genauso aufgebaut. Zu ihr gehören der Transistor  $T_2$ , der Basiswiderstand  $R_{12}$  und der Kollektorwiderstand  $R_{C2}$ . Dann folgt der Koppelkondensator  $C_{K3}$ .

So könnte man beliebig viele Stufen hintereinander aufbauen. Dieser Verstärker ist mit Germaniumtransistoren (Germanium-pnp-Transistoren) bestückt. Den gemeinsamen Pol bildet daher der Pluspol der Batterie an den Emittern der Transistoren.

Die Berechnung kann man leicht nach Abschnitt 6.4. durchführen.

## 7. Empfänger

An Empfänger werden Forderungen gestellt, die vom Empfängertyp abhängen. An einen Audionempfänger können nicht die gleichen Anforderungen gestellt werden wie an einen Super. In diesem Abschnitt steht der Nachbau von Empfängern aus erprobten Schaltungen im Vordergrund. Die Quellen werden angegeben, falls die angeführten Hinweise nicht ausreichen. Es ist ratsam, beim Bau schrittweise vorzugehen.

Die auf der «typofix-electronic-spezial»-Folie enthaltenen Leiterplatten sind so entwickelt, daß ein stufenweiser Nachbau möglich ist. Es wird daher vom Prinzipschaltplan ausgegangen. Die prinzipiellen Ausführungen sind für alle Bauanleitungen ein allgemeiner Anhaltspunkt.

### 7.1. Diodenempfänger

Dieser Empfänger wird der Vollständigkeit halber genannt. Der Leser findet alles Notwendige dazu in Abschnitt 5. und Abschnitt 6.4.

### 7.2. Audionempfänger

Das Audion ist ein kleiner interessanter Empfänger. Er wird heute kaum noch verwendet, eignet sich aber sehr gut zur Einführung in einige Grundlagen der Funkempfangstechnik. Begonnen wird mit einem Mittelwellenaudion. Da der Ortssender bekannt ist, lassen sich die ersten Empfangsergebnisse mit dem Mittelwellenaudion am leichtesten deuten. Eine geeignete Schaltung aus [11] zeigt Bild 7.1.

Die HF-Spannung des Schwingkreises gelangt an die Basis des Transistors. Der Transistor verstärkt die HF-Spannung. Ein Teil der HF-Spannung wird über den Kollektorkreis in den Basiskreis zurückgeführt. Dieser Vorgang heißt Rückkopplung. Die Rückkopplung läßt sich regeln. In dieser Schaltung wird dafür ein

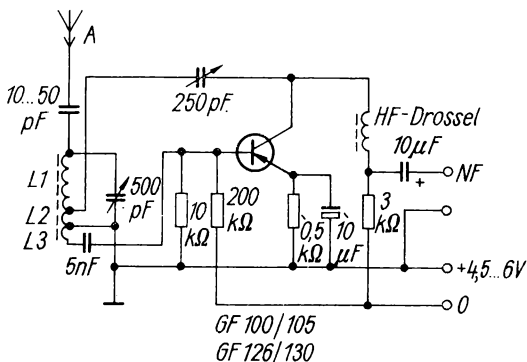


Bild 7.1 Stromlaufplan des Transistoraudions für Mittelwelle

250-pF-Drehkondensator verwendet. Durch die Rückkopplung kann das Audion so weit angeregt werden, daß es zum Schwingen kommt.

Mit dem Audion erzielt man eine HF-Verstärkung, die Demodulation und die NF-Verstärkung. Der Empfang von A1-Telegrafiesignalen wird mit der Rückkopplung erreicht.

Das Adion nach Bild 7.1 Audion arbeitet im Mittelwellenbereich.

Die Schwingkreisspule wird isoliert auf einen Ferritstab gewickelt. Ihre Induktivität beträgt  $200 \mu\text{H}$ .

Die Spulenwicklungen betragen etwa

30 bis 45 Windungen bei L1,

10 bis 15 Windungen bei L2,

5 bis 10 Windungen bei L3.

Als Transistoren eignen sich die Typen GF100 oder GF105. Bei Umdimensionierung des Schwingkreises kommen für Kurzwelle die Transistoren GF126 oder GF130 in Frage. Diese Transistoren sind im Bastelbeutel 2 enthalten.

Sind mit dem Mittelwellenaudion genügend Erfahrungen gesammelt worden, wird ein KW-Audion für das 80-m-Band nach [12] aufgebaut. Die Funktionsweise gleicht der des Mittelwellenaudions.

Bild 7.2 zeigt den Stromlaufplan. Der verwendete Transistor, ein Silizium-Miniplasttransistor SC207, ist im Bastelbeutel 6 enthalten.

Für den Schwingkreis nimmt man für C1 ein Plattenpaket von einem KW-Drehkondensator vom Typ 1002 mit 4 bis 14 pF. Für die dazu passende Spule ergibt sich eine Induktivität von  $31 \mu\text{H}$ . Die Anzahl



### 7.3. Geradeausempfänger

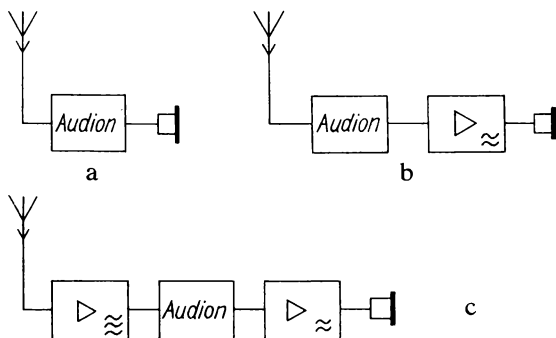


Bild 7.4 Prinzipschaltplan; a – Audionempfänger, b – Einkreis-Geradeausempfänger, c – Zweikreisgeradeausempfänger

Beim Geradeausempfänger gelangt die von der Antenne aufgenommene Hochfrequenz direkt an den Demodulator oder an das Audion. Bild 7.4a zeigt den Prinzipschaltplan des Audions. Es ist ein Einkreis-Geradeausempfänger. Die elektromagnetischen Schwingungen werden von der Antenne direkt dem Audion zugeleitet. Vom Audion gelangt die Niederfrequenz an den Kopfhörer.

Wird vor das Audion eine Stufe zur Verstärkung der durch die Antenne aufgenommenen Hochfrequenzspannung geschaltet, erhält man einen Zweikreis-Geradeausempfänger (Bild 7.4c). Diese HF kann in mehreren Kreisen verstärkt werden. Je mehr HF-Verstärkerstufen jedoch eingebaut werden, um so schwieriger wird das richtige und einwandfreie Abstimmen des Empfängers. Es treten sogenannte Gleichlaufprobleme auf.

Die weiteren Beschreibungen sind auf den Amateurfunk bezogen. Zum Empfang der Amateurfunkbänder nach Tabelle 7.1 werden

Tabelle 7.1 Amateurfunkbänder im KW-Bereich

kHz	Band
3 500 bis 3 800	3,5 MHz oder 80 m
7 000 bis 71 100	7 MHz oder 40 m
14 000 bis 14 350	14 MHz oder 20 m
21 000 bis 21 450	21 MHz oder 15 m
28 000 bis 29 700	28 MHz oder 10 m



KW-Empfänger benötigt, die etwa folgenden Anforderungen entsprechen:

- Der KW-Empfänger soll alle Amateurfunkbänder enthalten. Diese Bänder sollen gespreizt sein und möglichst über die ganze Skala reichen.
- Der KW-Empfänger muß eine gute Empfindlichkeit aufweisen. Es sollen mit ihm nicht nur stark einfallende Stationen aufgenommen werden können, sondern auch schwächere. Am Empfänger Ausgang, also am Lautsprecheranschluß, muß eine vertretbare Leistung vorhanden sein.
- Die Trennschärfe, die Selektion, des KW-Empfängers muß gut sein. Dem Eingangskreis gilt daher besondere Sorgfalt.
- Die Betriebsarten Telegrafie und Telefonie müssen empfangen werden können.
- Der KW-Empfänger muß elektrisch stabil sein. Das bedeutet eine sichere Lage der Bauelemente und eine zweckmäßige Anordnung der Empfängerstufen und optimale Schaltungsauslegung, so daß die Wiederkehrgenauigkeit der Frequenz gegeben ist und sie nicht „davonläuft“.

Der Aufbau einer vollständigen Funkempfangsanlage ist in dieser Reihe in Band 25 von *E. Fischer* mit dem Titel „Station für KW-Empfangsamateure“ beschrieben.

## 7.4. Direktmischempfänger

In letzter Zeit wenden sich viele Anfänger dem Bau von Direktmischempfängern zu. Das Prinzip läßt sich mit dem eines Superhetempfängers vergleichen (Bild 7.5) und ist seit etwa 30 Jahren bekannt.

Der Direktmischempfänger reicht zwar an die Leistung eines Superhetempfängers nicht heran, ist aber wesentlich besser als ein Geradeausempfänger. Das Prinzip unterscheidet sich von dem des

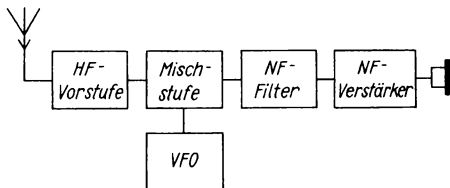


Bild 7.5  
Übersichtsschaltplan  
eines Direktmisch-  
empfängers

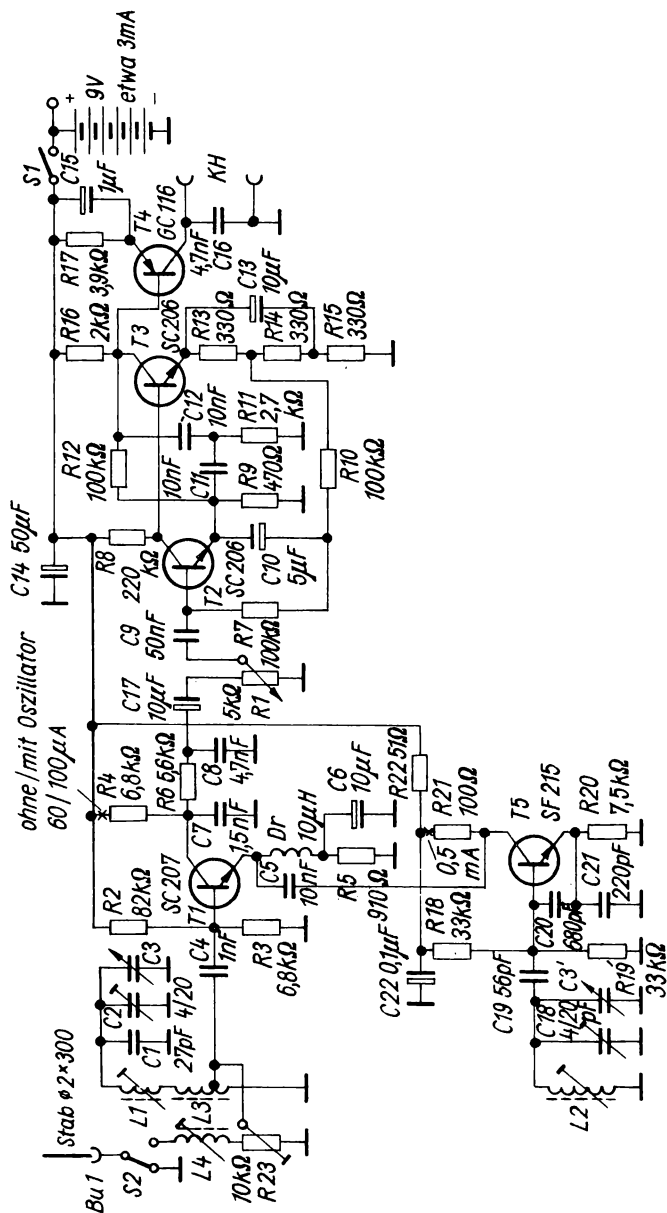


Bild 7.6 Stromlaufplan des Direktmischempfängers nach [12]

Supers dadurch, daß man beim Direktmischer aus der Mischung nicht die Zwischenfrequenz erhält, sondern gleich die dem HF-Signal aufmodulierte Niederfrequenz. Die zur Mischung bereitgestellte Frequenz liegt nicht im HF-Bereich, sondern im NF-Bereich bei 1 kHz. Die aus der Mischung gewonnene Niederfrequenz muß deshalb nur noch verstärkt werden.

Der Mischstufe schaltet man ein NF-Tiefpaßfilter nach und unterdrückt damit über oder unter der Empfangsfrequenz liegende Signale. Danach wird verstärkt und das NF-Signal an den Kopfhörer oder Lautsprecher weitergeleitet.

Bild 7.6 zeigt den Stromlaufplan eines Direktmischempfängers nach [12] für das 80-m-Band. Der Eingangskreis ist jeweils für das gewünschte Band zu dimensionieren.

Weitere Schaltungen für Direktmischempfänger sind in [24] und [14] beschrieben.

## 7.5. Superhetempfänger

Bedeutende Verbesserungen bringt der Bau eines Superhets oder Überlagerungsempfängers. Beim Superhet wird ausgenutzt, daß durch Mischung die Frequenz eines HF-Signals in eine andere Frequenz, die Zwischenfrequenz, umgewandelt werden kann. Dazu benutzt man einen Mischer und einen Oszillator. Es sei z. B. folgendes vorausgesetzt (Bild 7.7 aus [10]):

Man empfängt eine Hochfrequenz von  $f_h = 3,5$  MHz, also das 80-m-Band. Dann wird diese Frequenz dem Mischer zugeführt. Der Oszillator erzeugt eine Frequenz von  $f_{osz} = 3,0$  MHz, die ebenfalls zum Mischer gelangt. Der Mischer liefert nun eine Zwischenfrequenz von  $f_z = 0,5$  MHz.

Den Übersichtsschaltplan eines Superhets zeigt Bild 7.8. Das HF-Signal gelangt über die Empfangsantenne (1) als Hochfrequenz-

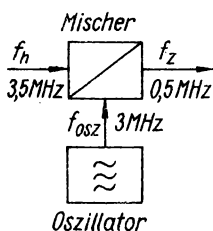


Bild 7.7

Zur Erklärung des Superhetprinzips

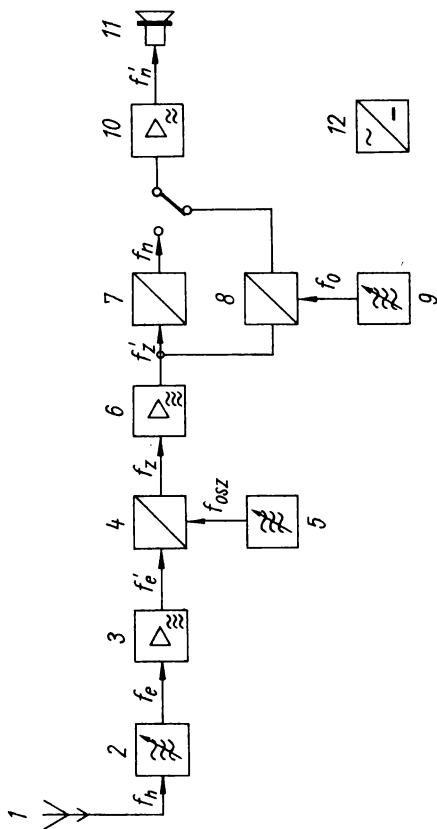


Bild 7.8 Übersichtsschaltplan eines Superhets; 1. Antenne, 2. Eingangsschwingkreis, 3. HF-Verstärker, 4. Mischer, 5. 1. Oszillator für ZF, 6. ZF-Verstärker, 7. Demodulator, 8. Produktdetektor, 9. 2. Oszillator, 10. NF-Verstärker, 11. Lautsprecher, 12. Netzteil

schwingung  $f_h$  an den Eingangskreis (2). Er ist auf die gewünschte Eingangsfrequenz  $f_e$  abgestimmt.  $f_e$  wird im Hochfrequenzverstärker (3) verstärkt und gelangt als verstärkte HF-Spannung  $f'_e$  an den Mischer (4). Vom Oszillator (5) wird die Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  erzeugt und ebenfalls in den Mischer (4) geleitet. Im Mischer entsteht eine Zwischenfrequenz  $f_z$ , die der Zwischenfrequenzverstärker (6) verstärkt und an den Demodulator (7) leitet, der die Niederfrequenz liefert. Die NF wird im NF-Verstärker (10) verstärkt und an den Lautsprecher (11) abgegeben.

Beim Empfang von SSB- oder A1-Signalen gelangt die ZF vom ZF-Verstärker (6) in den Produktdetektor, nach Mischung mit der

Oszillatorfrequenz des 2. Oszillators, dem BFO (9), an den NF-Verstärker (10) und dann an den Lautsprecher (11). Den Gleichstrom liefert der Netzteil (12). Die einzelnen Schwingkreise, die miteinander gekoppelt sind, werden als Bandfilter ausgeführt und sind nicht im Übersichtsschaltplan enthalten.

## 8. NF-Generatoren

Niederfrequenzgeneratoren erzeugen Schwingungen im NF-Bereich. Das ist prinzipiell auf 2 Arten möglich:

- Man verwendet eine der bekannten Schwingerschaltungen, z. B. *Meißner*-Oszillator, und berechnet sie für den NF-Bereich oder
- setzt den Transistor als aktives Bauelement in einer Verstärkerschaltung so ein, daß er zu schwingen beginnt und einen im NF-Bereich sauberen Ton erzeugt.

Die Anwendungsmöglichkeiten sind recht unterschiedlich. Sie reichen im NF-Gebiet von der Tonerzeugung bis zu Schaltfunktionen. Der junge Funker benötigt einen Morsesummer. Daher wird dieses Gebiet für ihn das wichtigste sein. Aus der Fülle der Schaltungen werden nur die 2 bekanntesten vorgestellt, die sich nach eigenen Wünschen verändern lassen. In den nachfolgenden Beispielen wurde der 2. Weg genutzt. Bei klassischen Schaltungen, insbesondere beim *Meißner*-Generator, wird ein Transformator benötigt. Die induktive Kopplung spielt eine wesentliche Rolle. Die hier behandelten NF-Generatoren arbeiten mit *RC*-Kopplung, das heißt, die Kondensatoren und Widerstände sind zu berechnen und lassen sich auch leichter erfassen. Zum Experimentieren sei darauf hingewiesen, daß die Ausführung des Experimentierbretts EB 1 so angelegt ist, daß die Generatorschaltung dem Stromlaufplan fast getreu nachgestaltet werden kann. Damit ist auch das Umsetzen der Schaltung auf die Transistorleiterplatte oder auf die Streifenleiterplatte kein Problem.

### 8.1. RC-Generator

Der *RC*-Generator besteht im Prinzip aus einer bereits in Abschnitt 6.2.5.4. ausführlich behandelten Verstärkerschaltung und einem Netzwerk aus *RC*-Gliedern, das eine Phasenverschiebung von  $\varphi = 180^\circ$  erzeugt. Der Ausgang dieses Phasenschiebers wird auf den Eingang (Basis des Transistors) gekoppelt, so daß das *RC*-Netzwerk zwischen Kollektor und Basis liegt und den Transistor bei einer berechneten Frequenz zum Schwingen bringt. Das ist bei der Auswahl des Transistors zu beachten.

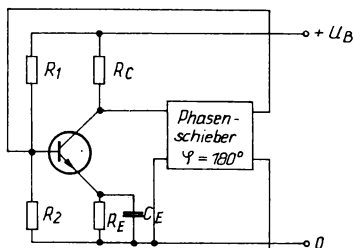


Bild 8.1  
Prinzipschaltplan eines NF-Generators mit Morsetaster und Phasenschieberkette

Wie Bild 8.1 zeigt, sind alle vertrauten Größen, Spannungsteiler  $R_1/R_2$ , Lastwiderstand  $R_L$ , Emitterwiderstand  $R_E$  und Emitterkondensator vorhanden. Der Emitterkondensator ist so zu berechnen, daß er für die Wechselspannung einen vernachlässigbaren kleinen Widerstand annimmt. Man rechnet allgemein mit  $C_E \approx 10 \mu\text{F}$ .

Es bleibt also als frequenzbestimmender Teil das  $RC$ -Netzwerk oder die  $RC$ -Phasenschieberkette.

Den Ausgangspunkt für ihre Dimensionierung bildet die gewünschte Frequenz.

### Beispiel

Vorausgesetzt wird, daß nach Bild 8.1 die Arbeitspunkteinstellung des Transistors bereits festgelegt wurde.

(Transistortyp selbst wählen und experimentieren: *SC 207*, *SS 216*, Bastelbeutel). Als Widerstände sind vorhanden  $R = 1 \text{ k}\Omega$  (auch  $1,1 \text{ k}\Omega$ ) und Kondensatoren mit  $C = 0,1 \mu\text{F}$ . Eine 3gliedrige Phasenschieberkette ist zu berechnen (Bild 8.2.). Es gelten folgende Formeln:

3gliedrige Phasenschieberkette:

$$f = \frac{1}{2\pi C \cdot \sqrt{6R^2 + 4RR_L}} \quad (8.1)$$

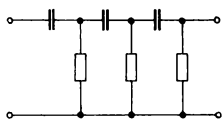


Bild 8.2  
Phasenschieber

Nimmt  $R_L$  den Wert von  $R$  an, so daß  $R_L = R$  ist, vereinfacht sich die Gleichung zu

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{10}}. \quad (8.2)$$

Damit kann die Frequenz für diesen  $RC$ -Generator bestimmt werden. Sie beträgt nach Gleichung (8.2)

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^3 \Omega \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \text{F} \sqrt{10}},$$

$$f = 503 \text{ Hz}.$$

4gliedrige Phasenschieberkette:

$$f \cong \frac{1}{2\pi C \sqrt{1,43 \cdot R^2 + 4RR_L}}, \quad (8.3)$$

und bei  $R_L = R$  wird

$$f = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{5}}. \quad (8.4)$$

## 8.2. Astabiler Multivibrator

Ein astabiler Multivibrator ist genau genommen ein astabiler Kippgenerator. Er erzeugt also eine Rechteckspannung. Aber diese läßt sich so berechnen, daß sie im NF-Gebiet liegt und als Morsesummer genutzt werden kann. Er besteht aus zwei 1stufigen Verstärkern, die kapazitiv miteinander gekoppelt sind (Bild 8.3).

Der Transistor T1 hat den Basiswiderstand  $R_1$  und den Kollektorstromwiderstand  $R_{C1}$ . Der Punkt A ist der Ausgang beim Transistor T1.

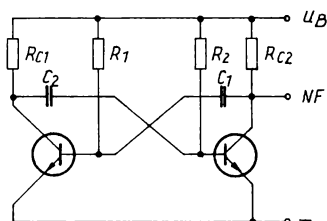


Bild 8.3  
Astabiler Multivibrator



Von dort wird die NF an den Punkt B, den Eingang des Transistors T2, seiner Basis geführt. Der Ausgang des Transistors T2, Punkt C, ist auf den Punkt D, der Basis des Transistors T1, also dem Eingang dieses Transistors zurückgeführt.

Für den astabilen Multivibrator gelten folgende Beziehungen: Man setzt voraus, daß beide Verstärkerstufen, beide Seiten, gleichartig arbeiten. (Praktisch ist das nicht möglich, weil die Toleranz der Bauelemente eine Rolle spielt. Es gilt also nur annähernd.) Nach dieser Voraussetzung ist dann  $R_{C1} = R_{C2} = R_C$  und  $C1 = C2 = C$ . Die Verweilzeiten ergeben sich dann zu  $t = 0,7 RC$  und die Anstiegszeit zu  $t_{an} = 3R_C \cdot C$ . Dabei muß verständlicherweise die Verweilzeit größer sein als die Anstiegszeit. Sonst schwingt der Generator nicht.

### Beispiel

Es ist ein astabiler Multivibrator für die Frequenz von 1 000 Hz zu konstruieren.

Folgende Voraussetzungen bestehen:

- Schaltung nach Bild 8.3.
- Die Transistoren T1 und T2 sind Silizium-npn-Miniplasttransistoren. (Bastelbeutel 20, entspricht etwa *SF215*, *SF216*, *SS215*, *SS216*.) Berechnungsgrundlage bildet der *SF215*.
- Da vorausgesetzt wird, daß beide Stufen gleichartig arbeiten, hat man ein Tastverhältnis  $TV = 1 : 1$ .
- Der Verstärkungsfaktor liegt bei  $\beta = 55$ .

Das ergibt folgende Zusammenstellung:

$$f = 1 \cdot 10^3 \text{ Hz}, \quad U_B = 9 \text{ V}, \quad I_{C \max} = 100 \cdot 10^{-3} \text{ A}$$

$$TV = 1 : 1, \quad \beta = 55.$$

Zunächst wird  $R_C$  berechnet.

$$R_{C1} = R_{C2} = R_C$$

$$R_C = \frac{U_B}{I_{C \max}}$$

$$R_C = \frac{9 \text{ V}}{100 \cdot 10^{-3} \text{ A}}$$

$$R_C = 90 \Omega$$

$R_C$  soll mindestens  $90 \Omega$  oder größer sein.  $R_C$  wird mit  $220 \Omega$  angesetzt.

Nun erhält man  $R1$  nach der bereits im Teil 1 angeführten Formel.

$$R1 = \beta \cdot R_C$$

$$R1 = 55 \cdot 220 \Omega$$

$$R1 = 12\,100 \Omega$$

$$R1 = 12,1 \text{ k}\Omega$$

Die Kondensatoren findet man aus den Beziehungen

$$C1 = C2 = C.$$

$$C = \frac{TV}{1,38 \cdot R \cdot f},$$

mit

$$R1 = R2 = R$$

zu

$$C = \frac{1}{1,38 \cdot 12,1 \cdot 10^3 \Omega \cdot 1 \cdot 10^3 \text{ Hz}},$$

$$C = 0,059 \cdot 10^{-6} \text{ F},$$

$$C = 59 \text{ nF}.$$

Der geforderte Multivibrator besteht aus den Bauelementen nach Tabelle 8.1.

Es gibt wieder 2 Wege, um sich von der Schwingfähigkeit des NF-Generators zu überzeugen:

- Man baut diese Schaltung auf dem Experimentierbrett EB 1 nach und ermittelt vielleicht notwendige Korrekturen experimentell.
- Man macht einige Berechnungen und überzeugt sich vorher, ob die berechneten Bauelemente zum Schwingungseinsatz führen.

In der Praxis kommt es auf einen reinen Ton an.

Ob die Frequenz nun einige Hz höher oder tiefer liegt, das ist nicht

*Tabelle 8.1 Bauelemente für einen astabilen Multivibrator mit  $f = 1 \text{ kHz}$  und SF215*

Bauelement	berechnet	Praxis
$R_{C1} = R_{C2} = R_C$	90 $\Omega$	220 $\Omega$
$R1 = R2 = R$	12,1 k $\Omega$	12 k $\Omega$
$C1 = C2 = C$	59 nF	59 nF

so kritisch. Darum konnte auch anfangs mit  $R_C$  großzügig verfahren werden.

Die Schwingfähigkeit gilt als nachgewiesen, wenn  $t \geq t_{an}$  ist. Berechnet man  $t$  und  $t_{an}$  mit den ermittelten Werten, ergibt sich:

$$t = 0,7 \cdot RC,$$

$$t = 0,7 \cdot 12,1 \cdot 10^3 \Omega \cdot 59 \cdot 10^{-9} F,$$

$$t = 499 \cdot 10^{-6} s$$

$$t = 499 \mu s.$$

$$t_{an} = 3 \cdot R_C \cdot C,$$

$$t_{an} = 3 \cdot 220 \Omega \cdot 59 \cdot 10^{-9} F,$$

$$t_{an} = 38,9 \mu s.$$

Der Vergleich zeigt

$$499 \mu s > 38,9 \mu s.$$

Damit ist nachgewiesen, daß der Multivibrator mit dieser Bestückung schwingen muß. Das wird auch der Fall sein, wenn alle Bauelemente und Lötstellen in Ordnung sind. Im Versuch war der NF-Generator sofort einsatzbereit.

Die Kontrolle der geforderten Frequenz ist ebenfalls möglich. Da die Frequenz in die Berechnung eingegangen ist, kann erwartet werden, daß mit den ermittelten Bauelementen die gewünschte Frequenz erreicht wird. Man kann 2 Kontrollmöglichkeiten anwenden:

- Die Frequenz wird gemessen. Da aber ein NF-Meßgerät kaum zur Verfügung steht, ist der 2. Weg meist der bessere.
- Man berechnet die Frequenz.

Aus der bekannten Beziehung zwischen Frequenz und Schwingungsdauer läßt sich die Frequenz berechnen.

$$f = \frac{1}{T} \quad (8.5)$$

Die Schwingungsdauer  $T$  ergibt sich aus

$$T = t_1 + t_2, \quad (8.6)$$

da aber Symmetrie vorausgesetzt wird, muß  $t_1 = t_2$  beachtet werden. Die Schwingungsdauer ist dann

$$T = 2t,$$

$$T = 2 \cdot 0,499 \cdot 10^{-3} \text{ s},$$

$$T = 0,998 \cdot 10^{-3} \text{ s}.$$

Eingesetzt in Gl. (8.5), ergibt sich die Frequenz zu

$$f = \frac{1}{0,998} \cdot 10^3 \text{ Hz},$$

$$f = 1,002 \cdot 10^3 \text{ Hz},$$

$$f = 1 \text{ kHz}.$$

Damit ist auch die im Beispiel geforderte Frequenzbedingung erfüllt.

## **9. Drahtgebundene Signalübertragung**

Eine drahtlose Signalübertragung ist nur den Funksendeamateuren gestattet. Sie sind dazu im Besitz einer Amateurfunkgenehmigung. Es besteht jedoch immer wieder der Wunsch, Signale zu übertragen, den Funkverkehr nachzuahmen oder sich auf ähnliche Weise miteinander zu verständigen. Dazu eignet sich die drahtgebundene Signalübertragung, aber auch mit Einschränkungen. Man kann sie nur in der eigenen Wohnung, im eigenen Garten oder im Ferienlager und in der Schule anwenden. Die Leitungen dürfen keine Straßen überqueren, und es darf kein offizieller Fernspreverkehr abgewickelt werden.

In diesem Abschnitt wird eine Anleitung zum Bauen und Konstruieren eines Übungsgeräts gegeben, das vielen Anforderungen nachkommt. Alle Baustufen erprobt man entsprechend Abschnitt 6., Abschnitt 8. und Abschnitt 10. zuerst experimentell, bis die optimale Leistung erreicht ist. Bei abweichender Bauelementewahl ändern sich auch die Ausgangswerte!

### **9.1. Anforderungen**

An das Gerät werden folgende Anforderungen gestellt:

- Es muß einfach und übersichtlich im Aufbau sein.
- Es muß Sprechfunkverkehr, Telefonie- und Telegrafieverkehr ermöglichen.
- Das Gerät muß in der Funkrichtung und im Funknetz eingesetzt werden können.
- Es muß sich wahlweise eine vorhandene Wechselsprechanlage oder ein selbst gebauter NF-Verstärker einsetzen lassen.

### **9.2. Telefonieverkehr**

Eine Wechselsprechanlage bildet das Herzstück des Geräts. Sie sollte möglichst so aufgebaut sein, daß

- der Lautsprecher beim Senden und Empfangen abwechselnd an den Ein- oder Ausgang des Verstärkers geschaltet wird,
- eine 2adrige Verbindungsleitung zu den einzelnen Sprechstellen führt,
- die einzelnen Sprechstellen als Hauptstellen ausgelegt sind und
- jede Sprechstelle eine eigene Spannungsquelle hat.

Diese Anforderungen erfüllt die Wechselsprechanlage *Swjas*. Besitzt man solche oder ähnliche Wechselsprechanlagen nicht, so kann ein NF-Verstärker nach eigenen Vorstellungen und eigener Dimensionierung gebaut werden, wie das in Abschnitt 6. ausführlich beschrieben ist.

### 9.3. Funktionsweise

Die Funktionsweise geht aus Bild 9.1 hervor. Durch den 2poligen Umschalter S1 läßt sich die Anlage auf «Senden» bzw. auf «Empfangen» schalten. Die Belegung des 2. Polpaars des Schalters 1 ist nicht eingezeichnet. Damit wird bei «Senden» die Spannungsquelle ein- und bei «Empfangen» ausgeschaltet. S2 ist ebenfalls ein 2poliger Umschalter. Mit ihm kann man zwischen den Betriebsarten «Telefonie» oder «Telegrafie» wählen. Das Prinzip ist leicht überschaubar. Bild 9.1 zeigt den Zustand «Senden in Telefonie». Durch S1 wird der Lautsprecher an den Verstärkereingang gelegt. Damit arbeitet der Lautsprecher als Mikrofon. Mit S2 läßt sich in der Stellung «Telefonie» der Verstärker in die Leitung einschalten. Bei «Empfang» wird durch Umschalten von S1 der Lautsprecher an den Verstärkerausgang der Gegenstation gelegt.

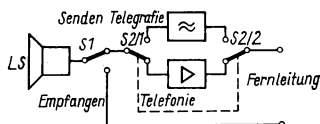


Bild 9.1  
Prinzipschaltplan eines Geräts  
für drahtgebundene Signalüber-  
tragung

Weitere Einzelheiten zeigt der Übersichtsschaltplan (Bild 9.2) in dem Zustand «Senden in Telegrafie». Dabei ist durch S1 die Spannungsquelle an den Verstärker der Wechselsprechanlage (WA) und den NF-Generator (AMV) geschaltet. Durch S2 wird der Lautsprecher vom Verstärker getrennt und der NF-Generator eingeschaltet. Der Signalweg läßt sich ebenfalls leicht verfolgen. Bei gedrückter Taste gelangt das NF-Signal über den 1. Kontakt des 1. Polpaars von S2 über die Fernleitung zur Gegenstation.

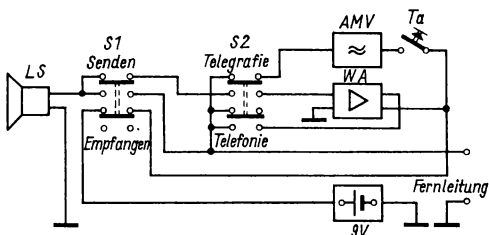


Bild 9.2 Übersichtsschaltplan mit AMV als NF-Generator

Beim Umschalten auf «Telefonie» wird der NF-Generator aus der Leitung ausgeschaltet und der NF-Verstärker eingeschaltet.

Nun liegt der Lautsprecher über den 1. Kontakt des 1. Polpaars von S1 am Verstärkereingang der eigenen Station, und das NF-Signal wird über den 4. Kontakt des 2. Polpaars von S2 über die Fernleitung an die Gegenstation gegeben.

Während sich der NF-Verstärker bereits in der Wechselsprechanlage befindet, muß man den Telegrafiezusatz selbst bauen.

## 9.4. Telegrafieverkehr

Der Telegrafiezusatz wird als NF-Generator gebaut. Im Prinzip eignet sich dazu auch jeder andere NF-Generator.

In der vorliegenden Schaltung wurde als 1. Variante ein astabiler Multivibrator benutzt. Die Schaltung weist keine Besonderheiten auf. Die Schwingfrequenz ergibt sich durch  $R = R_2 = R_3$  und  $C = C_1 = C_2$  zu

$$f = \frac{1}{1,38 \cdot RC}.$$

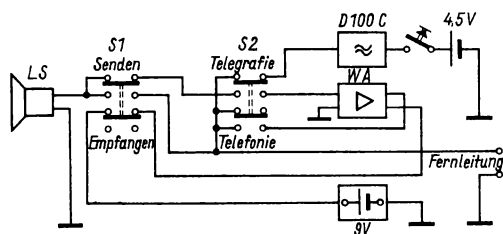


Bild 9.3 Übersichtsschaltplan mit D 100 C als NF-Generator

Für eine annähernde Bestimmung reicht auch

$$f = \frac{1}{2 \cdot RC}$$

aus, die weit verbreitet ist.

Sollten andere Bauelemente verwendet werden, dann müssen für den dargestellten Fall folgende Bedingungen berücksichtigt werden:

$$R_B = R_2 = R_3, \quad R_C = R_1 = R_4,$$

$$R_C = \frac{U_{\text{Batt}}}{I_{C \text{ max}}}, \quad R_B = \beta \cdot R_C.$$

Der Faktor  $\beta$  ist der Stromverstärkungsfaktor des Transistors mit  $\beta \approx 55$ .

$$4,3 \cdot R_C \leq R_B \leq \beta \cdot R_C$$

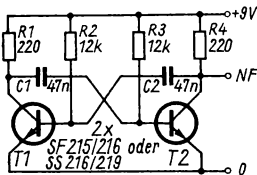


Bild 9.4  
Stromlaufplan des AMV

Die im Versuchsgerät verwendeten Transistoren sind *SF215*, *SF216*, *SS215*, *SS216* oder ähnliche Typen. Im beschriebenen Übungsgerät wurden Transistoren aus dem Bastelbeutel 6 verwendet.

Als 2. Variante wurde ein Morsesummer mit dem Schaltkreis *D100C* aufgebaut. Dieser TTL-IS-Morsesummer kann auch als kleines separates Gerät betrieben werden.

Bild 9.5 zeigt den Stromlaufplan. Der Versuchsaufbau auf einer

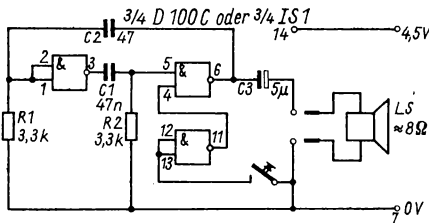


Bild 9.5 Stromlaufplan des NF-Generators mit *D100C*



Brettschaltung hat ergeben, daß die nach Bild 9.5 vorgenommene Dimensionierung auf Anhieb schwingt und einen klaren, sauberen, klangreinen Ton ergibt. Versuche haben gezeigt, daß ein Bauelementeaustausch für R1 nicht möglich ist. R2 wurde durch ein 2,5 k $\Omega$  Potentiometer ersetzt.

Dadurch ließ sich die Frequenz geringfügig ändern. C1 läßt sich variieren. Ferner hat der Autor nacheinander die vier IS1 des Baustelbeutels 8 in die Schaltung eingesetzt, die alle auf Anhieb funktioniert haben. Im Übungsgerät wurde die in Bild 9.5 vorgeschlagene Bestückung verwendet.

Zur Erleichterung zeigt Bild 9.6 den Bauschaltplan des TTL-IS-Morsesummers.

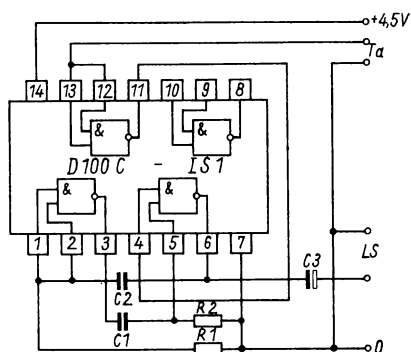


Bild 9.6  
Stromlaufplan des  
NF-Generators mit  
D100C

Der Übersichtsschaltplan mit dem TTL-IS-Morsesummer (Bild 9.3) zeigt gegenüber Bild 9.2, mit dem AMV, eine kleine Besonderheit:

In Bild 9.3 ist der Zustand «Senden in Telegrafie» eingezeichnet. Durch S2 schaltet man den Lautsprecher wieder ab. Das Telegrafiesignal wird über S2 an die Fernleitung abgegeben. Ebenfalls liegt die Spannungsquelle von 9 V nicht am TTL-IS-Morsesummer, sondern die Spannung von 4,5 V wird separat bereitgestellt.

In der Stellung «Empfangen» ist der gleiche Zustand wie bei Bild 9.2 zu verzeichnen.

## 9.5. Aufbau

Dazu im folgenden einige grundsätzliche Hinweise. Gestaltung und Ausführung sind jedem selbst überlassen.

Den Sende-Empfangs-Schalter, einen 2poligen Umschalter, baut man am besten direkt in das Gehäuse der Wechselsprechanlage *Swjas* ein. Die Sprechaste wird ausgebaut. Wer sehr geschickt ist, sucht sich in der Wechselsprechanlage noch einen günstigen Platz, wo er den Telegrafiezusatz unterbringen will. In diesem Fall muß man aber daran denken, daß der Betriebsartenschalter, ebenfalls ein 2poliger Umschalter, auch noch im Gehäuse untergebracht werden muß.

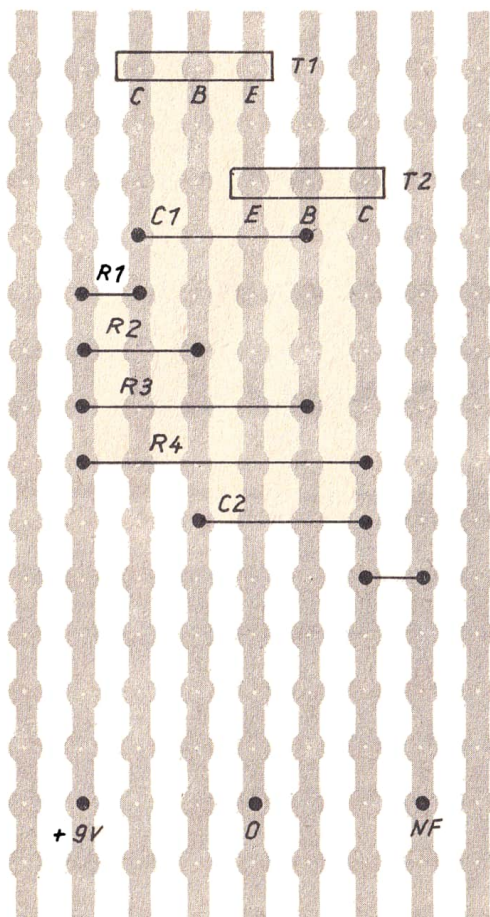


Bild 9.7 Bestimmung der Leiterplatte für den AMV

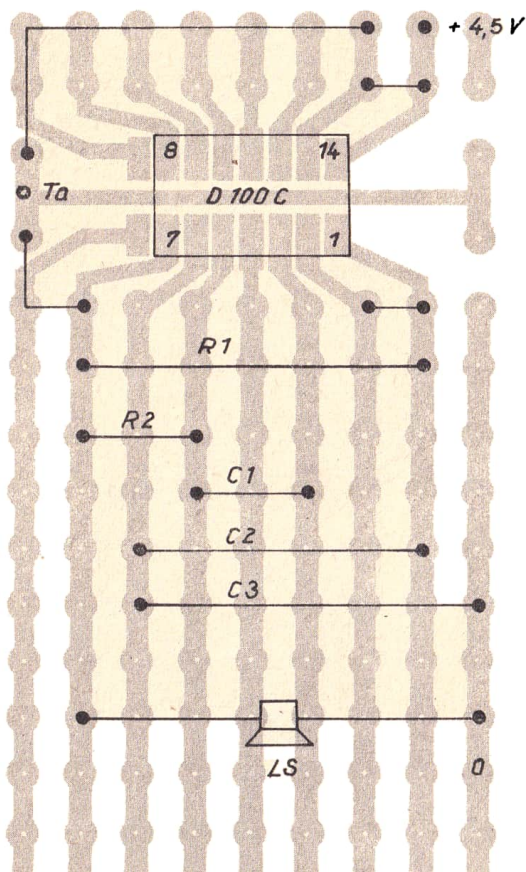


Bild 9.8 Bestückung der Leiterplatte mit *D 100 C*

Bewährt hat sich aber, den Telegrafiezusatz und den Betriebsartenschalter in einem besonderen Gehäuse einzubauen. Das Ganze wird mit einer kleinen *Zeibina-Messerleiste* versehen. An einer Seite der Wechselsprechanlage bringt man die dazu passende *Zeibina-Steckerleiste* an, was eine sichere Steckverbindung garantiert. Außerdem kann man den Telegrafiezusatz, in den sich ein abschalt-

barer 2. Lautsprecher oder ein Buchsenpaar für einen Kopfhörer einbauen läßt, als gesondertes Morseübungsgerät verwenden.

Als Schalter lassen sich auch Drucktastensätze mit voneinander unabhängigen Tasten verwenden.

Weiter ist zu beachten, daß die Eingangs- und Ausgangswerte der verwendeten Baugruppen aufeinander abgestimmt sind. Beim vorgestellten TTL-IS-Morsesummer spielt das eine besondere Rolle. Die Schaltung ist für einen Lautsprecher mit  $8\Omega$  ausgelegt. Ein solcher Lautsprecher befindet sich auch in der *Swjas*. Dadurch ergeben sich keine Schwierigkeiten beim Einsatz dieser Schaltkreisvariante. Die Betrachtungen müssen auf die Spannungsbereitstellung ausgedehnt werden. Die *Swjas* benötigt eine Spannung von 9 V. So ist auch der AMV ausgelegt. Daraus ergibt sich dann die Schaltungsvariante nach Bild 9.2. Außerdem ist aber auf die richtige Polung beim Zusammenschalten der Baugruppen zu achten, da pnp- und npn-Transistoren verwendet werden.

Benötigt man unterschiedliche Spannungen, dann sollte für jede Baugruppe eine eigene Spannungsquelle vorgesehen werden. Das hat aber dann wieder Einfluß auf eine entsprechende Belegung der Schalterkontakte. Bild 9.7 und Bild 9.8 zeigen die Bestückung der Leiterplatten für den AMV und den IS-Morsesummer.

## 10. Schaltkreise

Für die integrierten Schaltungen (IS, allgemein auch Schaltkreise genannt) gibt es inzwischen viele Anwendungsgebiete. Auch für junge Elektroniker, Radiobastler oder Funker gewinnen sie immer mehr an Bedeutung.

Die IS enthalten komplette Baugruppen auf kleinstem Raum. Sie haben die herkömmliche Technik weit übertroffen. Daß ein Schaltkreis einen kompletten Verstärker enthält, ist heute keine Neuigkeit mehr. Beim Umgang, besonders beim Einsatz von IS, kann man nicht mehr in der Form diskreter Bauelemente denken. Die entsprechende Baugruppe liegt als fertiger Baustein vor. Aus den Datenblättern, Veröffentlichungen in Büchern oder in der Fachpresse sind die innere Schaltung des IS, die Grenzwerte und einige Einsatzbeispiele bekannt. An der inneren Schaltung läßt sich nichts verändern. Die eigenen Vorstellungen muß man diesen Gegebenheiten anpassen. Die Grenzwerte dürfen nicht überschritten werden. So weiß man im Prinzip eigentlich nur, was am Ausgang einer IS zu erwarten ist, wenn man am Eingang bestimmte Spannungen und Ströme zur Wirkung bringt. Der junge Funker sollte sich daher beim Einsatz von IS unbedingt an die Bauanleitungen halten. Möchte er Änderungen vornehmen, so geht das nur im Rahmen der bereits erwähnten Grenzwerte. Man muß also lernen, in Baugruppen zu denken.

Auch diese Baugruppen enthalten Transistoren, Widerstände und Kondensatoren wie die diskreten Schaltungen, nur in völlig anderer Technik [13], [14].

Aus den Schaltplänen und den Stromlaufplänen geht hervor, an welches Bauelement ein äußeres angeschlossen wird. Will man also mit Verstand bauen, so ist es schon richtig, über Transistoren, Widerstände und Kondensatoren informiert zu sein. Für den Normalverbraucher zählt allerdings nur die einwandfreie Funktionsweise. Im Rahmen dieses Abschnitts werden für die 3 Gruppen von IS, die für den Anfänger am leichtesten zu handhaben sind, Anregungen und Hinweise gegeben. Wer sich eingehender über den Gebrauch von IS informieren will, wer einiges über die Technologie wissen möchte, lese in der bereits angegebenen Literatur [13], [14] nach.

Für den Anfang halte man sich in der Praxis an einige Erfahrungen:

- Grenzwerte einhalten!
- Kurzschlüsse zwischen den Anschlüssen vermeiden!
- Schaltkreise nicht durch Druck belasten.
- Schaltkreis zum Schluß einlöten!
- Kurzzeitig und sicher löten.

## 10.1. KME 3-Schaltkreise

Die Schaltkreise der KME 3-Technik sind in Hybridtechnik ausgeführt. Hybridtechnik ist ein Herstellungsverfahren, bei dem diskrete Bauelemente wie Dioden und Transistoren und die Schichttechnik für passive Bauelemente wie Widerstände und Kondensatoren verwendet werden. Damit lassen sich verhältnismäßig preisgünstig auch kleine Stückzahlen von vorgegebenen Schaltungen realisieren. Aber die Anzahl der in den KME 3-Schaltkreisen enthaltenen Bauelemente reicht an die der anderen Verfahren nicht heran. Da die KME 3-Schaltkreise noch erhältlich und zum Basteln durchaus brauchbare Bausteine sind, wurden sie als 1. der 3 Gruppen aufgenommen. Auch bei den KME 3-Schaltkreisen gibt es analoge und digitale Baugruppen. Die analogen Schaltkreise sind von besonderem Interesse, da mit ihnen Verstärkerschaltungen realisiert werden können.

### 10.1.1. Kennzeichnung

Die KME 3-Schaltkreise werden durch eine 7stellige Zahl auf dem Gehäuse gekennzeichnet. Davon sind die ersten 4 Ziffern zu je 2 Zweiergruppen am wichtigsten.

Sie bedeuten:

1. Ziffer: Sie gibt den Baureihentyp an.

- 2 analog aktiv
- 5 digital langsam
- 6 digital mittelschnell
- 7 digital schnell

2. Ziffer: Sie gibt an, um die wievielte Variante des jeweiligen Baureihentyps es sich handelt.

- 1 A2, D1, D31, D2
- 2 A3, D11
- 3 D21

3. Ziffer: Sie gibt den Schaltkreis- bzw. den allgemeinen Schaltungstyp an. Die Bedeutung der Zahlen ist vom Baureihentyp (1. Ziffer) abhängig.

1 1stufiger Verstärker

2 2stufiger Verstärker

3 3stufiger Verstärker

8 Differenzverstärker

9 Sonderfälle

Für digital langsam, mittelschnell, schnell

(1. Ziffer 5, 6 oder 7)

1 Negator

2 Sondernegator

3 NOR

4 Sonder-NOR

5 Flip-Flop

6 sonstige Kippschaltungen

8 Sonderschaltkreise aktiv

9 Sonderschaltkreise passiv

4. Ziffer: Sie gibt die spezielle Ausführung des Schaltkreises an (bei NOR z. B. die Anzahl der Eingänge).

Die 5., 6. und 7. Ziffer beinhalten besondere Kennwerte. Weitere Informationen entnehme man der Reihe «KME 3-Schaltkreisinformationen» [15] f. f.

### *Beispiel*

Der KME 3-Schaltkreis mit der Aufschrift 21-31 211 ist zu identifizieren.

2 analog aktiv, 1 A2, 3 3stufiger Verstärker, 1 spezielle Ausführung.

Auf dem Gehäuse sind außerdem die Anschlüsse mit fortlaufenden Ziffern bezeichnet.

## **10.1.2. Schaltungen**

Die innere Schaltung von KME 3-Schaltkreisen zeigt Bild 10.1. Die ausgewählten Typen sind in den Bastelbeuteln enthalten. Bei den Widerstandswerten in Bild 10.1a handelt es sich um Mittelwerte, die aus den in den Datenblättern angegebenen Grenzwerten gebildet sind. Für diesen Schaltkreis, ein Breitbandverstärker für universellen Einsatz, ist auch die Bezeichnung BV 12 üblich.

Da KME 3-Schaltkreise im Verhältnis zu den A- und D-Typen der modernen Reihen noch recht überschaubare Innenschaltungen ent-

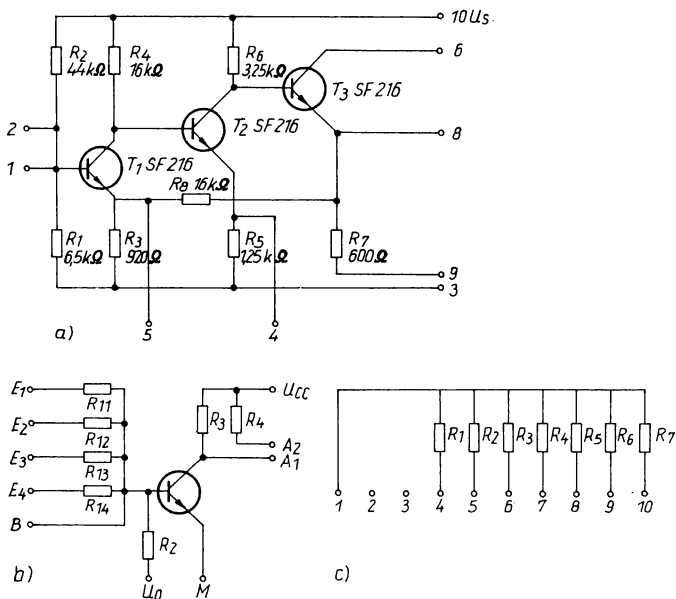


Bild 10.1 Innere Schaltungen von KME 3-Schaltkreisen; a – 21-31 211, b – 62-34 231, c – 61-91 211. Die Schaltkreise lassen sich analog dem angegebenen Beispiel identifizieren

halten, sind sie für Konstruktionsversuche für den Anfang besonders gut geeignet. Ebenfalls interessieren die Schaltkreise mit den Kipp-schaltungen besonders. Mit ihnen lassen sich Morsegeneratoren bauen.

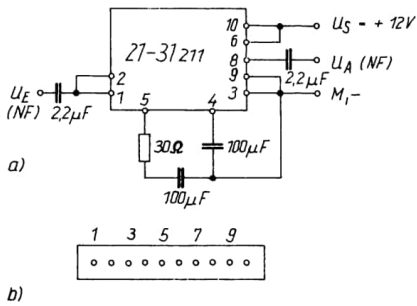
### 10.1.3. Verstärker

#### Beispiel

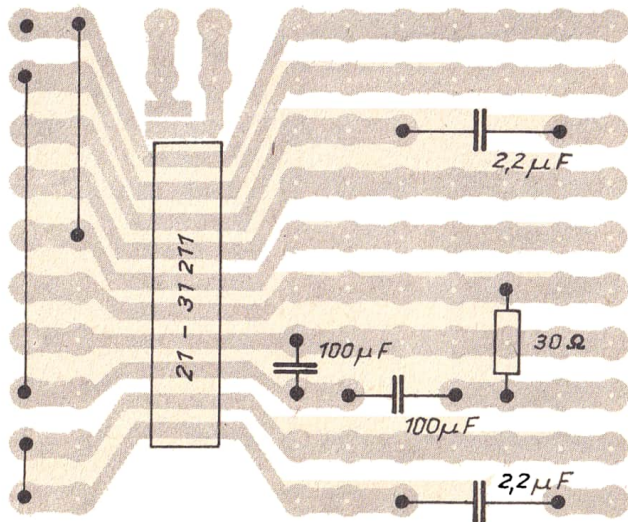
Mit dem KME 3-Schaltkreis 21-31 211 ist ein Verstärker auf-zubauen.

Die Schaltung (Bild 10.2) ist unkompliziert. Durch die äußere Be-schaltung an den Anschlüssen 4, 5 und 9 läßt sich der Frequenzgang beeinflussen. Diese Bauelemente können ausgetauscht werden. Ferner schreibt der Hersteller vor, daß Eingang und Ausgang über Kondensatoren (Koppelkondensatoren) zu belegen sind.





**Bild 10.2**  
Schaltung eines NF-Verstärkers mit dem KME3-Schaltkreis 21-31211;  
a – Stromlaufplan,  
b – Anschlüsse (von unten gesehen)



**Bild 10.3** Leiterplatte für den NF-Verstärker

Weitere Bedingungen:

Betriebsspannung:  $11,4 \text{ V} < U_S < 12,6 \text{ V}$

Eingangswiderstand:  $R_T = 100 \Omega$

Die Bestückung der Leiterplatte ist ebenfalls recht einfach.

## 10.2. Digitale und analoge Schaltkreise

Mit dieser Bezeichnung sind die Schaltkreise erhältlich, für die sich der Anfänger am meisten interessiert. Gemeint sind die Typen der D- und P-Reihen, digitale Schaltkreise und die Typen der A- und R-Reihe.

Es gibt auch andere Unterscheidungsmerkmale, z. B. die Einteilung nach Temperaturbereichen, die Einteilung nach Verzögerungszeiten und Verlustleistungen sowie die Einteilung nach Gehäuseformen. Für den Inhalt dieser Broschüre ist es wichtig, ob eine Kippschaltung aufgebaut werden soll, oder ob man eine Verstärker- oder Empfängerschaltung realisieren will. Im 1. Fall greift man zu einem digitalen und im 2. Fall zu einem analogen Schaltkreis.

Die Unterscheidung nach Tabelle 10.1 reicht völlig aus.

*Tabelle 10.1 Kennzeichnung nach Temperaturbereichen [13]*

Umgebungstemperatur 1. Buchstabe

	analog	digital bipolar	digital unipolar
0 bis + 70°C	A	D	U
-25 bis + 80°C	B	E	W
-65 bis +125°C	C	F	Z
Basteltypen	R	P	

### 10.2.1. Digitale Schaltkreise

Bereits im 1. Teil wurde ein Experiment zum Testen von digitalen Schaltkreisen durchgeführt. Ergänzend zu den dabei gesammelten Erfahrungen muß darauf hingewiesen werden, daß digitale Schaltkreise in unterschiedlichen Technologien und Logikarten existieren. Das ist vor dem Einsatz eines Schaltkreises, überhaupt beim Austausch von Schaltkreisen zu beachten.

Der meist am Anfang verwendete Typ stammt aus der Serie *D 10* und enthält TTL-NAND-Gatter. TTL ist die Bezeichnung für Transistor-Transistor-Logik, und NAND kennzeichnet die logische Funktion. Ein Schaltkreis kann mehrere NAND-Gatter oder auch Gatter anderer Funktionen enthalten.

Bild 10.4a zeigt die Innenschaltung eines Gatters. Dieses Gatter wird in den Stromlaufplänen nicht mehr ausführlich bezeichnet. An seine Stelle tritt das Symbol (Bild 10.4b). Häufig wird dann zur weiteren Vereinfachung auch das Gatter als Symbol nicht mehr gezeichnet, sondern nur der Schaltkreis mit seinen Anschlüssen. In diesem Fall ist dann besonders darauf zu achten, daß nicht ein Gatter doppelt oder falsch beschaltet wird.

Für die Wirkungsweise einer Schaltung ist die logische Funktion maßgebend. Ein NAND-Gatter hat die logische Funktion UND und NICHT (Negator).

Das UND zeigt Bild 10.4e. Wird an die Schaltung eine entsprechende Spannung angelegt, so ist leicht einzusehen, daß die Glühlampe nur leuchtet, wenn Schalter A UND B gleichzeitig geschlossen sind.

Setzt man eine weitere Schaltung nach, die das Bisherige umkehrt

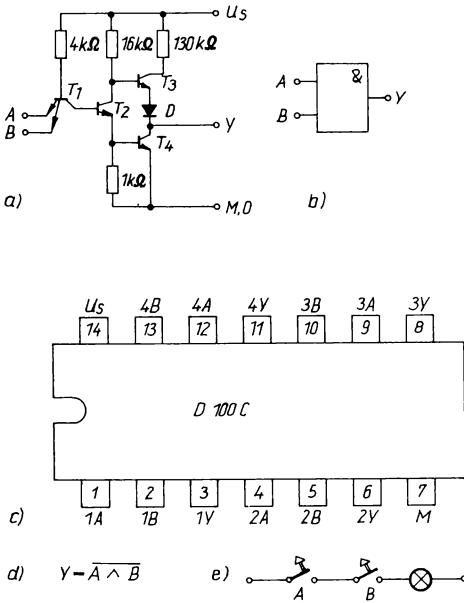


Bild 10.4  
Integrierte Schaltung *D 100*; a – Schaltung eines Gatters, b – Symbol, c – Schaltkreis *D 100*, d – logische Funktion, e – UND-Schaltung

oder negiert, erlischt die Lampe, das heißt, trotz angelegter Spannung leuchtet die Glühlampe nicht, was eigentlich zu erwarten ist. Das Ergebnis ist negiert worden. Die logische Funktion (Bild 10.4d) wird durch ein NAND-Gatter (Bild 10.4a und Bild 10.4b) realisiert. Liegt eine Spannung an, so bezeichnet man das im allgemeinen mit «Logisch-Hoch». Liegt keine Spannung an, dann wird das mit «Logisch-Tief» bezeichnet. Es ist ratsam, für das eigene Experimentieren von den in [16] genannten Näherungswerte auszugehen:

$U_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$  Siliziumtransistor,

$U_{BE} \approx 0,9 \text{ V}$  Germaniumtransistor,

$U_{0H} \approx 3,8 \text{ V}$ ,

$U_{0L} \approx 0,1 \text{ V}$ ,

$U_U \approx 1,4 \text{ V}$ .

$U_{BE} \approx U_F$ , wenn gleiches Halbleitermaterial vorliegt,

$B \approx \beta$ ,

mit  $U_F$  = Diodenflußspannung und  $U_U$  = Umschaltspannung eines Gatters.

### 10.2.2. Anwendung

Die Anwendung soll am Beispiel eines astabilen Multivibrators gezeigt werden. Grundlage bildet das Anleitungsheft zum Bastelbeutel 8 [17].

#### Beispiel

Mit einem Schaltkreis *D 100* ist ein NF-Generator mit einer Frequenz von  $f = 100 \text{ Hz}$  zu bauen.

Aus der Schaltung (Bild 10.5) erkennt man, daß der Ausgang von Gatter *G1* an den Eingang des Gatters *G2* führt. Der Ausgang des Gatters *G2* liegt aber am Eingang des Gatters *G1*.

Eine Schaltungsvariante, die bereits vom Transistormultivibrator

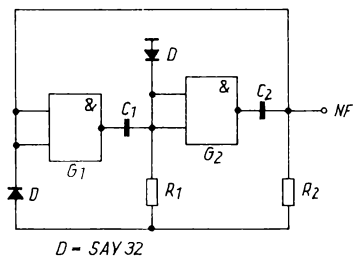


Bild 10.5  
Astabiler Multivibrator mit  
IS *D 100*

bekannt ist. Werden nun noch  $R_1 = R_2 = R$  und  $C_1 = C_2 = C$  gewählt, so entsteht eine symmetrische Schaltung mit dem Tastverhältnis 1:1. Der Herausgeber weist jedoch im Anleitungsheft [17] folgende Grenzbedingungen aus:

$R$  begrenzt variabel:  $1 \text{ k}\Omega < R < 2,7 \text{ k}\Omega$ ;

$C$  stärker variabel:  $470 \text{ pF} < C < 100 \text{ }\mu\text{F}$ ;

$$f = \frac{1}{2RC}.$$

Man versucht von günstigen Werten auszugehen (rechnerisch\*ein wenig probieren). Man probiere es mit  $R = 1,5 \text{ k}\Omega$  und  $C = 3,3 \text{ }\mu\text{F}$ .

Nach Gleichung (10.1) wird

$$f = \frac{1}{2 \cdot 1,5 \cdot 10^3 \Omega \cdot 3,3 \cdot 10^{-6} \text{ F}},$$

$$f = 0,1 \cdot 10^3 \text{ Hz},$$

$$f = 100 \text{ Hz}.$$

Es ergibt sich folgende Arbeitsweise: Liegt am Ausgang von Gatter  $G_1$  logisch H, so lädt sich der Kondensator  $C_1$  über den Widerstand  $R_1$  auf. Während sich der Kondensator auflädt, liegt am Ausgang von  $G_2$  logisch 0.

Das ist auch aus Bild 10.5 ersichtlich, denn die am Ausgang von  $G_1$  liegende Spannung befindet sich auch zugleich am Eingang von  $G_2$ . Das ist logisch H. Also muß am Ausgang  $G_2$  logisch 0 liegen. Während dieser Zeit entlädt sich aber  $C_2$  über  $R_2$ .

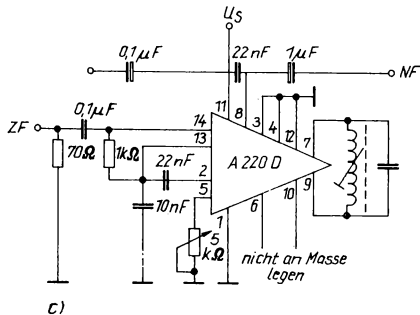
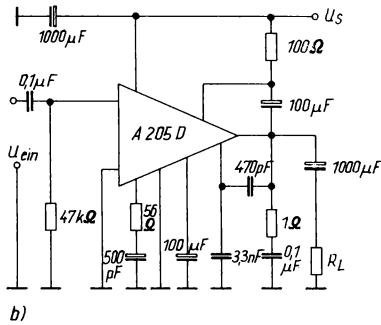
Da beide Zeitkonstanten annähernd gleich sind, tritt nach Ablauf des Lade- und Entladevorgangs im Wechsel der Spannungszustände an beiden Gattern zur gleichen Zeit ein.

### 10.2.3. Analoge Schaltkreise

Beim Umgang mit analogen Schaltkreisen verfährt man im Prinzip so wie in den vorhergehenden Abschnitten beschrieben worden ist.

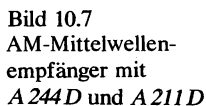
Es kommen in erster Linie die Schaltkreise mit den Kennzeichen A und R als äquivalenten Basteltyp in Frage.

In jedem Fall geht man bei eigenen Versuchen von den Grundschaltungen aus, die am besten den Prospekten und Datenblättern entnommen werden, soweit sie zugänglich sind. Besser ist aber, daß man die Veröffentlichungen zu Schaltkreisinformationen und Beschreibungen in der Zeitschrift «radio-fernsehen-elektronik» verfolgt. Einige Grundschaltungen zeigt Bild 10.6.



85

#### 10.2.4. Anwendung



Bei der Anwendung richtet man sich nach der jeweils vorliegenden Bauanleitung. Bild 10.7 [18] zeigt einen Mittelwellenempfänger, der aus den beiden Schaltkreisen *A 211 D* und *A 244 D* zusammengesetzt ist.

Weitere Schaltungen findet man in der Zeitschrift «technikus» in der Reihe «Originalbaupläne» und im «FUNKAMATEUR».



# Literatur

- [1] *Ausborn, Werner*: Elektronik-Bauelemente; Wissensspeicher für die Berufsbildung, VEB Verlag Technik, Berlin 1972
- [2] *Schubert, K.-H.*: Amateurfunk; Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik, 5., völlig überarbeitete Auflage, Berlin 1978
- [3] *König, L.*: Rundfunk und Fernsehen – selbst erlebt; Urania-Verlag Leipzig, Jena, Berlin 1970
- [4] *Dülge, H.*: Junge Funkpeilwettkämpfer; Band 23 der Reihe «Der junge Funker», Militärverlag der DDR, Berlin 1979
- [5] *Becker, E., Beyer, P.*: Weichmagnetische Ferritbauelemente und ihre Anwendung, Teil 1 und 2; Band 124 und Band 125 der Reihe «electronica», Militärverlag der DDR, Berlin 1974
- [6] *Pabst, B.*: Bauelemente der Rundfunktechnik; VEB Verlag Technik, Berlin 1964
- [7] *Schlenzig, K.*: Amateurtechnologie; Militärverlag der DDR, Berlin 1976
- [8] *Streng, Klaus K.*: Transistordaten; Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- [9] *Fischer, H.-J., Schlegel, W.E.*: Transistor- und Schaltungstechnik; Militärverlag der DDR, Berlin 1979
- [10] *Lechner, D.*: Kurzwellenempfänger; Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- [11] *Schubert, K.-H.*: Das große Radiobastelbuch; Militärverlag der DDR, Berlin 1974
- [12] *Henschel, S., Schlenzig, K.*: 3 Empfänger für Anfänger mit 80-m-Fuchsjagdempfänger; Originalbauplan Nr. 30, Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- [13] *Kühn, E., Schmied, H.*: Handbuch Integrierte Schaltkreise; VEB Verlag Technik, Berlin 1978
- [14] *Jakubaschk, H.*: Das große Schaltkreisbastelbuch; Militärverlag der DDR, Berlin 1978
- [15] radio-fernsehen-elektronik 19 (1970), H.4ff. VEB Verlag Technik, Berlin 1970ff
- [16] *Kühne, H.*: Schaltbeispiele mit TTL-Gattern der Schaltkreisserie D 10; Militärverlag der DDR, Berlin 1977
- [17] Halbleiter-Bastelbeutel 8, Anleitungsheft; Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) 1973
- [18] *Jüngling, H.*: Eigenschaften und Einsatzmöglichkeiten der AM-Empfängerschaltung A 244 D; radio-fernsehen-elektronik 27 (1978), H. 4, S. 212

