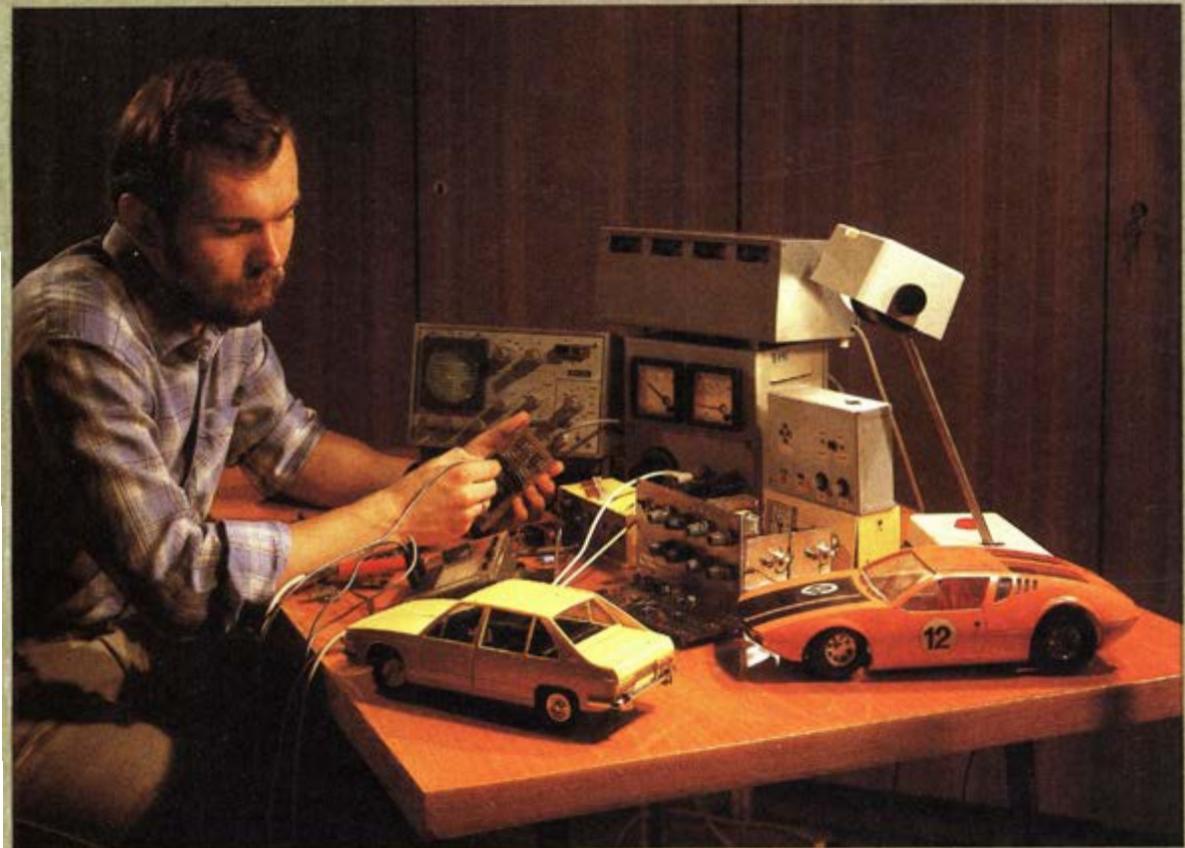


Steuern

und

Regeln

**selbst
erlebt**



**G. Miel
R. Fiebich**



Steuern und Regeln selbst erlebt

Günter Miel · Rolf Fiebich

Steuern und Regeln

**selbst
erlebt**

**Bauen und Experimentieren
mit elektronischen Schaltungen
der Steuerungstechnik**

Urania-Verlag Leipzig · Jena · Berlin

1. Auflage 1985 · 1.-25. Tausend
Alle Rechte vorbehalten
© Urania-Verlag Leipzig · Jena · Berlin,
Verlag für populärwissenschaftliche Literatur, 1985
VLN 212-475/77/85
LSV 353 9
Lektor: Eckhart Reinhold
Einbandgestaltung: Eveline Cange
Typographie: Christoph Neunhöffer
Einbandfoto: Werner Reinhold
Fotos: Dr. Erika Miel
Zeichnungen: Heinz Grothmann
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Karl-Marx-Werk Pößneck V 15/30
Best.-Nr.: 654 000 2
01680

Inhalt

- Einige Bemerkungen zu Beginn** 8
- Wir richten uns einen Arbeitsplatz ein** 9
- Was wir sonst noch brauchen** 11

1. Grundlagen

- Wir experimentieren mit Gleichrichtern** 12
 - Die gleichgerichtete Spannung muß gesiebt werden 15
 - Z-Dioden sorgen für konstante Spannungen 16
 - Wir bauen ein stabilisiertes Netzteil 18

2. Elektronisches Messen nicht-elektrischer Größen

- Steuern und Regeln setzt richtiges Messen voraus** 20

- Wir bauen ein elektrisches Fernthermometer** 22

Der Meßfühler für die Temperatur besteht aus zwei Drähten 22

Wir messen Temperaturen mit dem Thermoelement 24

- Wir lernen den Meßverstärker kennen** 25
 - Der Transistor verstärkt elektrische Signale 25

Wir experimentieren mit unserem ersten Meßverstärker 28

Der Differenzverstärker arbeitet temperaturstabil 30

Der Differenzverstärker — eine vielseitig anwendbare Schaltung 30

Wir fertigen die erste Leiterplatte an 32

- Der elektronische Belichtungsmesser** 35

Die Fotodiode — ein elektronisches Auge 35

Wir bauen den optoelektronischen Meßfühler 36

Vom Differenzverstärker zum Operationsverstärker 36

Der Differenzverstärker erhält eine Gegentaktendstufe 37

Die Endmontage des Belichtungsmessers 41

Der integrierte Operationsverstärker hat bessere Eigenschaften als der Eigenbau 42

Experimentierplatte für integrierte Operationsverstärker 44

Eine moderne Variante — Belichtungsmesser in integrierter Schaltungstechnik 44

- Wir bauen eine elektronische Waage** 46

Ein Bleistiftstrich als Meßfühler 46

Für empfindliche Waagen werden Halbleiter-Dehnmeßstreifen verwendet 47

3. Digitales Messen

- Wir experimentieren mit digitalen Grundschaltungen** 50

Wir verknüpfen Signale — das logische UND 51

Wir experimentieren mit dem logischen ODER 52

- Integrierte Digitalschaltungen** 53

Was wir von den TTL-IS wissen müssen 54

Wir experimentieren mit dem integrierten NAND „D 100“ (7400) 55

Wir lernen Lichtemitterdioden (LED) kennen 56

Wir bauen einen Pegelprüfer 57

Mit NAND-Gattern erzeugen wir Impulse 58

- Wir zählen elektronisch** 59

Das Flipflop ist unser Zählbaustein 59

Wir erproben eine Zählstufe 61

Der erste Zähler wird aufgebaut 61

Was wir von Kodes wissen müssen 62

Zählen und Teilen werden unterschieden 63

Wir experimentieren mit Dezimalzählern 63

- Der Zählerstand wird dekodiert** 66

Wir stellen den Zählerstand als Dezimalzahlen dar 66

Zur Darstellung von Dezimalzahlen verwenden wir 7-Segment-Anzeigen 67

Der BCD-7-Segment-Dekoder 68

- Unser erster Digitalzähler** 70

Wir erproben den Impulsgenerator 71

Wir bauen den Lottomat 71

- Wir bauen eine Digitaluhr** 75

Das Netzteil erzeugt die stabile Versorgungsspannung 76

Wir entwickeln die Uhrenschaltung 77

Die Digitaluhr geht in Probetrieb 79

Der Quarzgenerator sorgt für den genauen Gang der Uhr 83

Die Uhr erhält ein Gehäuse 85

- Wir messen Drehzahlen digital** 89
Wir wandeln Helligkeitsschwankungen in elektrische Impulse um 91
Die Impulse werden für die Zählung aufbereitet 92
Der „Schmitt-Trigger“ formt die Impulse 93
Wir entwickeln die Torschaltung 95
Die Zähl-/Anzeigestufen erhalten einen Zwischenspeicher 95
Der Drehzahlmesser wird justiert 98

4. Steuerungstechnik

Die Steuerungstechnik hat ihre eigene Sprache 102

Der Thyristorsteller steuert die Leistung 103

- Wir experimentieren mit dem Thyristormodell 104
Vom Modell zum Thyristor 106
Wir lernen die Phasenanschnittsteuerung kennen 107
Der Thyristorsteller wird aufgebaut 110

Der Triac hat einen größeren Steuerbereich 113

- Wir entwerfen eine Steuerschaltung mit Triac 115
Von der Idee zur fertigen Schaltung des Triacstellers 116

Wir steuern die Belichtungszeit 118

- Der Integrator ermöglicht zeitlineare Ladevorgänge 119
Der Optokoppler sorgt für Sicherheit 120
Wir bauen die Belichtungszeitsteuerung 123

Wir steuern mit Schall 127

- Der Meßfühler ist das Mikrofon 127
Wir erzeugen Niederfrequenzen 127
Die Amplitude der Niederfrequenz wird stabilisiert 128
Mit dem NF-Generator ergänzen wir unsere Ausrüstung 129
Der Selektivverstärker erkennt den richtigen Ton 132
Die Schaltstufe steuert den Triac 135
Der Triac ist unser Leistungsschalter 136

Wir steuern den Gleichstrommotor 141

- Wir erproben den Impulsgenerator 142
Wir bauen den Drehzahlsteller 143

Die Ablaufsteuerung wird programmiert 147

- Die Autorennbahnsteuerung – Beispiel für eine Ablaufsteuerung 147

- Die Wendeschleife der Modelleisenbahn wird automatisch gesteuert 149
Wir entwickeln die logischen Glieder der Wendeschleifensteuerung 152
Wir bauen die Stromversorgung für die Wendeschleifensteuerung 154
Die automatische Schranke ist logisch gesteuert 155

5. Fernsteuertechnik

Die Digital-Fernsteueranlage 157

- Die Anlagenkonzeption wird entwickelt 157
Wir kodieren das Fernsteuerkommando 160
Der Digitalschalter ist ein Steuer- und Stellglied der Fernsteueranlage 161
Wir übertragen zwei Fernsteuersignale zeitmultiplex 165
Das Zeitmultiplexsignal wird dekodiert 168

Die HF-Übertragung des Fernsteuersignals 172

- Das Feldstärkemeßgerät ist ein wichtiges Hilfsmittel 175
Wir bauen den Sender 176
Der Fernsteuerempfänger wird entwickelt 179
Wir bauen den Fernsteuerempfänger 183

6. Regeltechnik

Von der Steuerung zur Regelung 184

- Das Reglerbügeleisen – Beispiel für eine einfache Zweipunktregelung 189
Wir entwickeln eine kontaktlos schaltende Zweipunkttemperaturregelung 190

Wir erzeugen stabile Spannung 194

- Die Glieder des Spannungsreglers werden entwickelt 195
Die Regelschaltung auf dem Prüfstand 198

Der universell einsetzbare Analogregler 200

- Wir erproben die Glieder des Analogreglers 202
Die elektrisch steuerbare Phasenanschnittsteuerung wird entwickelt 204
Wir bauen den Analogregler auf 209

Der Nachlaufregler stellt neue Anforderungen 210

- Wir entwickeln die elektronischen Baugruppen des Nachlaufreglers 211

Einige Worte zum Schluß 216

Auswahl empfehlenswerter Literatur
217

Sachwörterverzeichnis 221

Tabellenanhang

Tabelle 1

Wertestufung der internationalen Reihen
E 6, E 12 und E 24 218

Tabelle 2

Kennwerte universell verwendbarer Halbleiterbauelemente 218

Tabelle 3

Internationaler Farbkode für Widerstände
219

Tabelle 4

Stromverstärkungsgruppen für Si-Transistoren (DDR-Herstellung) 219

Tabelle 5

Übersicht der logischen Verknüpfungen
219

Anschriften von Fachgeschäften für Elektronik- und Bastelbedarf 219

Einige Bemerkungen zu Beginn

Wir sind heute Zeugen einer schnellen Entwicklung von Wissenschaft und Technik, einer Entwicklung, die fast alle Bereiche unseres Lebens berührt. Dabei taucht ein Begriff immer öfter auf – Mikroelektronik. Die Mikroelektronik ist fast allgegenwärtig, sie steuert die Waschmaschine, sie rechnet im Taschencomputer, sie mißt die Zeit in der Armbanduhr, mit ihr werden Lohn und Gehalt in der EDV-Anlage berechnet und vieles andere mehr. Dabei ist ihre breite Anwendung in der industriellen Fertigung noch nicht einmal genannt. Viele Bereiche der Produktion werden gegenwärtig durch die Einführung der Mikroelektronik regelrecht revolutioniert. Anlagen mit mikroelektronischen Bauelementen sind bereits heute in der Lage, ganze Produktionsprozesse von der Auftragsannahme bis zur Auslieferung des fertigen Produkts zu steuern, d. h., sie voll zu automatisieren. Die Computer- und Robotertechnik ersetzen in zunehmendem Maße die menschliche Arbeit und steigern damit die Arbeitsproduktivität erheblich.

Die Mikroelektronik ist kein „Buch mit sieben Siegeln“. Wir wollen versuchen, mit diesem Buch in einige Geheimnisse der Mikroelektronik, ihrer Anwendung in der Meß-, Steuer- und Regeltechnik, einzudringen. Ausgehend von den Grundschaltungen, wie sie letztendlich auch Bestandteil des kompliziertesten Steuer- und Regelgerätes sind, werden wir in einfachen Experimenten mit handelsüblichen elektronischen Bau- und Schaltelementen die Funktionsprinzipien der Meß-, Steuer- und Regeltechnik kennenlernen – sie selbst erleben. Die Anwendungsbeispiele wurden von den Autoren aus dem Haus- und Freizeitbereich so gewählt, daß sie sich mit einfachen Schaltungsprinzipien realisieren lassen, d. h., ihre Funktion „durchsichtig“ bleibt, aber auch einer möglichst breiten Interessenvielfalt gerecht werden.

Das Ziel dieses Buches ist das eigene Experiment, das eigene Erkennen und Erleben von physikalisch-technischen Zusammenhängen, und natürlich als Ergebnis davon das fertige Gerät, z. B. die Digitaluhr, der Rundenzähler für die Autorennbahn oder der Belichtungsmesser für die Dunkelkammer. Ausgehend von der konkreten Aufgabenstellung für einen Meß-

oder Steuervorgang, befassen wir uns mit den meß- bzw. steuertechnischen Problemen, klären aber auch Funktion und Wirkungsweise der elektronischen Schaltung. Dabei lernen wir die Bauelemente Widerstand, Kondensator, Diode, Transistor, den Operationsverstärker, den digitalen integrierten Schaltkreis und die optoelektronischen Bauelemente kennen.

Die für unsere Experimente und Geräte benötigten elektrischen Spannungen erzeugen wir mit Netzteilen aus der Netzspannung 220 V. Im Interesse der eigenen Sicherheit ist es unerlässlich, dabei bestimmte Bedingungen und Vorschriften einzuhalten. Dazu gehören:

- Wir halten uns genau an die in diesem Buch gegebenen Hinweise.

- Netzteile werden grundsätzlich so aufgebaut, daß ein unbeabsichtigtes Berühren der netzspannungführenden Teile nicht möglich ist. Elektrische Spannungen, die 42 V überschreiten, sind bereits gefährlich, wenn bei Klemmenkurzschluß der Dauerkurzschlußstrom größer als 20 mA ist. Die durch Berühren zugänglichen Teile dürfen daher untereinander oder gegen Erde keine Spannung größer als 42 V führen.

- Bei Experimenten mit Spannungen größer als 42 V muß sich immer eine zweite Person im Raum aufhalten, die Maßnahmen bei elektrischen Unfällen ergreifen kann.

- Selbstgebaute Geräte für Netzanschluß stellen wir einem Elektrofachmann vor. Er entscheidet, ob sie den Sicherheitsvorschriften entsprechen oder ob noch etwas geändert werden muß.

Diese Hinweise sollen den Leser keinesfalls schrecken. Wir müssen uns nur darüber klar sein, daß mit der Einhaltung der Sicherheitsvorschriften nicht leichtfertig umgegangen werden darf. Unfälle an elektrischen Anlagen können folgeschwer sein!

An dieser Stelle sei noch auf ein weiteres Problem aufmerksam gemacht. Die in diesem Buch vorgestellten Schaltungen betreffen in der Regel allgemeine und grundlegende Sachverhalte. Sie lassen sich mit äquivalenten Halbleitertypen (Dioden, Transistoren, integrierten Schaltungen) realisieren. Da die im Handel angebotenen Halbleitertypen meist schneller wechseln, als man ein Buch überar-

beiten kann, sind bei den Schaltungen ein in der DDR gängiger Typ und, sofern möglich, eine Universalbezeichnung angegeben. Dadurch werden Beschaffungsschwierigkeiten vermieden, da der Leser anhand der Daten für den Universaltyp (s. Tabelle im Nachsatz) und des Datenblattes des erhältlichen Typs über dessen Eignung entscheiden kann.

Diese Universalbezeichnungen bedeuten:

TUP: Transistor – Universal – PNP

TUN: Transistor – Universal – NPN

DUS: Diode – Universal – Silizium

DUG: Diode – Universal – Germanium

Ähnliches gilt auch für die Operationsverstärker, digitale Schaltungen und optoelektronische Bauelemente, bei denen ebenfalls äquivalente Typen mit unterschiedlicher Bezeichnung hergestellt werden. Das Arbeiten mit Datenblättern und Vergleichslisten sollte uns daher zum Prinzip werden, da ja nicht nur Bauelemente aus inländischer Produktion im Handel sind. Außerdem wechselt das Produktionsprogramm der Hersteller im Laufe der Jahre schnell.

Dieses Buch erscheint in der Reihe „Das kannst Du auch“ des Urania-Verlages. Im Rahmen dieser Reihe gibt es eine gewisse Arbeitsteilung dahingehend, daß nicht in jedem Buch

sämtliche Grundlagen der Elektrotechnik –Elektronik noch einmal dargestellt werden. Im vorliegenden Buch gingen die Autoren davon aus, daß grundlegendes Wissen über die Berechnung einfacher elektrischer Stromkreise mit dem Ohmschen Gesetz und den Kirchhoffschen Regeln aus der Oberschule ebenso bekannt sind wie das Verhalten von Halbleiterdioden und Transistoren. Leser, die sich über diese Grundlagen noch einmal informieren möchten, seien auf die Titel

Backe, H., König, L. „Elektrotechnik und Elektronik selbst erlebt“
und

Miel, G. „Ferngesteuerte Modelle selbst gebaut“
verwiesen.

Bei der Arbeit an diesem Buch haben viele Fachkollegen mit Rat und Tat geholfen, vor allem die Herren M. Eckardt und N. Wybraniec. Ihnen möchten die Autoren an dieser Stelle herzlich danken. Besonderer Dank gilt ferner den Gutachtern Dr. L. König und Dipl.-Ing. K. Schlenzig.

Erfurt, 1982

Dr. G. Miel
StR. R. Fiebich

Wir richten uns einen Arbeitsplatz ein

Die praktische Beschäftigung mit elektronischen Schaltungen setzt eine bestimmte *Mindestausrüstung* an Bauelementen, Material und Meßgeräten voraus. Wir sollten uns bemühen, im Laufe der Zeit unseren Bestand an den wichtigsten Bauelementen so weit zu ergänzen, daß die häufig benötigten Größen und Typen stets vorrätig sind. Mit den im Moment hohen Anschaffungskosten erkaufen wir den Vorteil, unsere praktische Tätigkeit nicht laufend unterbrechen zu müssen, weil dieses oder jenes Bauelement fehlt.

Dabei genügt es für den Anfang, beispielsweise die *Widerstände* nach der international vereinbarten *E-6-Reihe* zu sortieren, bei der jeweils innerhalb einer Dekade die Wertestufungen 1, 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8 auftreten. Der Bereich von 1 Ω bis 1 M Ω umfaßt also 37 Widerstandswerte, wobei wir nach Möglichkeit von jedem Wert stets eine größere Anzahl von

Bauelementen vorrätig haben sollten. Im Laufe der Zeit kann dann der Übergang zu der E-12-Reihe erfolgen. Für Schaltungen mit Transistoren und integrierten Schaltkreisen genügen fast immer *Kohleschichtwiderstände* mit einer Belastbarkeit von 0,125 W. Falls in Ausnahmefällen höher belastbare oder *Metallschicht-* bzw. *Drahtwiderstände* mit geringer Temperaturabhängigkeit des Widerstandswertes erforderlich sind, werden diese in den Schaltungen extra gekennzeichnet und wegen der höheren Kosten gezielt gekauft. Ähnlich liegen die Verhältnisse bei *Kondensatoren*. Auch hier ist erfahrungsgemäß eine Wertestufung nach der E-6-Reihe in der Mehrzahl der Fälle ausreichend. Da sich jedoch Kondensatoren nicht nur durch ihren Kapazitätswert, sondern auch durch das Dielektrikum unterscheiden, wird unsere Lagerhaltung noch ein wenig aufwendiger. Auf Bild 1 sind die wichtigsten Kondensatoren

satorotypen, zu denen die *keramischen*, die *Kunststofffoliekondensatoren* und *Elektrolytkondensatoren* gehören, abgebildet.

Bei *Transistoren* und *integrierten Schaltkreisen* werden wir versuchen, mit Bauelementen 2. Wahl auszukommen. Diese wesentlich billigeren Typen sind durchaus funktionstüchtig, sie genügen nur den strengen Toleranzforderungen der Industrie in dieser oder jener Eigenschaft nicht. Für die Serienfertigung in der Geräteindustrie ist die Einhaltung vorgegebener Toleranzen eine wesentliche Voraussetzung, für unsere Experimente spielen Abweichungen einzelner Kennwerte keine entscheidende Rolle.

Außer diesen Grundbauelementen benötigen wir natürlich noch die „tausend kleinen Dinge“, von denen auf Bild 2 eine kleine Auswahl vorgestellt ist.

Zu unserem Arbeitsplatz gehören weiterhin ein Grundbestand an Werkstoffen und eine Mindestausrüstung an Werkzeugen. An erster Stelle stehen die Hilfsmittel, die wir für die Herstellung von Leiterplatten benötigen. Das *Leiterplattenmaterial* wird in der Ausführung Kupferfolie auf Hartpapier oder, mit wesentlich besseren mechanischen und elektrischen

Eigenschaften, in der Form Kupferfolie ein- oder beidseitig auf glasfaserverstärktem Polyester hergestellt.

Zu unserem Werkzeug gehört vor allem ein geeigneter LötKolben. Die kleinen handlichen LötKolben mit einer Leistungsaufnahme bis zu 25 W genügen für gedruckte Leiterplatten vollkommen. Um auf den Leiterplatten einwandfreie Lötstellen zu erhalten, darf die LötKolbenspitze nicht zu heiß und nicht zu kalt sein. Abhilfe schafft hier ein Leistungssteller, mit dem sich die günstigste Arbeitstemperatur einstellen läßt. Den Bau eines solchen Gerätes werden wir in diesem Buch beschreiben.

Für Lötarbeiten an größeren Metallteilen empfiehlt sich die Anschaffung eines zweiten LötKolbens mit größerer Leistung von etwa 100 W. Als Lötmedium verwenden wir für alle Arbeiten nur leicht schmelzbares Zinnlot, möglichst mit Kolophoniumfüllung, und als Flußmittel auf keinen Fall irgendwelche Lötöl, sondern ausschließlich Kolophonium. Ferner brauchen wir eine kleine Bohrmaschine, elektrisch oder von Hand angetrieben. Alle Werkzeuge sollen übersichtlich und griffbereit in der Nähe des Arbeitsplatzes untergebracht sein. Das spart Zeit, schont Werkzeuge und Nerven.

Was wir sonst noch brauchen

Grundsatz aller unserer Arbeit ist, wir wollen wissen und verstehen, wie jede Schaltung auch im Detail funktioniert und wie die verschiedenen Stufen zusammenwirken. Daher werden wir früher oder später vor der Notwendigkeit stehen, uns die dazu erforderlichen *Meßmittel* zu beschaffen. Erst wenn wir gelernt haben, durch die eigene Messung zu entscheiden, ob sich eine Schaltung „normal“ verhält oder sich Fehler eingeschlichen haben, können wir sagen: „Wir haben es verstanden.“ Es kann z. B. einmal vorkommen, daß wir einen falschen oder defekten Widerstand einlöten. Bei der Suche nach solchen Fehlern beherrzigen wir den alten Grundsatz *„Messen heißt Wissen“*. Unentbehrlich für unsere Arbeiten ist mindestens ein *Vielfachmesser*. Einige Typen, besonders Importgeräte, gibt es zuweilen schon recht preiswert zu kaufen, und früher oder später sollte man sich doch zu dieser Anschaffung entschließen (Bild 3).

Bei einigen Geräten, wie etwa bei Netzgeräten, Prüfgeräten für Bauelemente oder Signalgeneratoren, ist auch der Selbstbau möglich, wenn an Genauigkeit und Bedienungskomfort nicht allzu hohe Forderungen gestellt werden. Häufig findet man im Annoncenteil der Zeitschrift „Funkamateure“ recht preiswerte Angebote von elektronischen Meßgeräten älterer Fertigung. Auch manche Industriebetriebe und Institute geben hin und wieder abgeschriebene, aber noch gebrauchsfähige oder reparaturbedürftige Geräte zu erschwinglichen Preisen ab.

Die Fehlersuche an einer fertig bestückten Leiterplatte mit einer großen Anzahl von Bauelementen kann eine recht zeitraubende Angelegenheit werden. Damit wir keine defekten Bauelemente einbauen und uns damit aufwendige Sucharbeit bereiten, machen wir es uns zur Regel, jedes Bauelement zu prüfen, ehe es in die Leiterplatte eingesetzt wird.

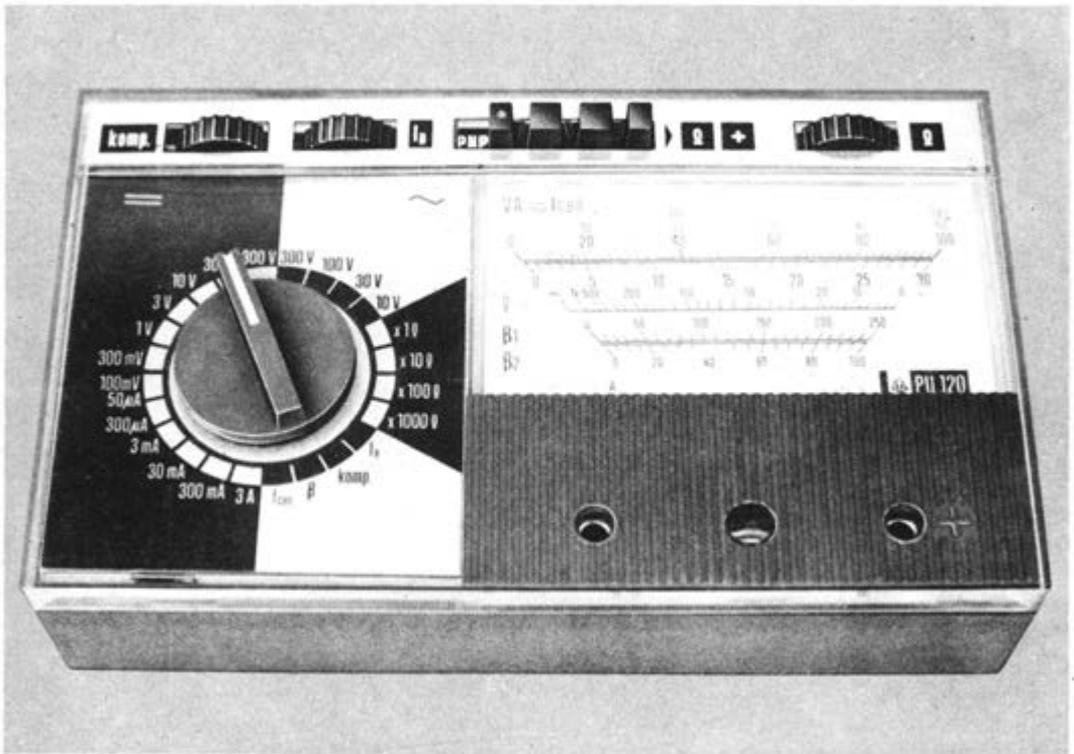


Bild 3. Ein vielseitig verwendbarer und preiswerter Vielfachmesser

1. Grundlagen

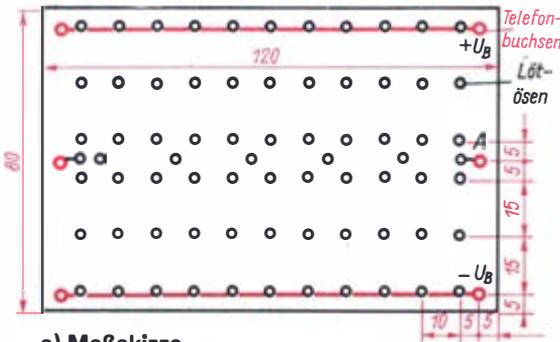
Wir experimentieren mit Gleichrichtern

Für unsere Experimente sind verschiedene Gleichspannungen erforderlich. *Transistor-schaltungen* arbeiten gewöhnlich mit Gleichspannungen im Bereich von 4,5 bis 15 V. *Integrierte Operationsverstärker* benötigen häufig zwei möglichst gleich große Spannungen unterschiedlicher Polarität im Bereich von 4,5 bis 15 V. *TTL-Schaltkreise* arbeiten bei Spannungen von 4,5 bis 5,25 V. Am einfachsten lassen sich diese Spannungen aus Flachbatterien (3 R 12) gewinnen. Wir haben außerdem hierbei den Vorteil einer völlig brummfreien Spannungsquelle. Ihre geringe Belastbarkeit und geringe Lebensdauer sind jedoch bei längerer Experimentiertätigkeit elektronisch und ökonomisch unbefriedigend. Wir wollen uns daher

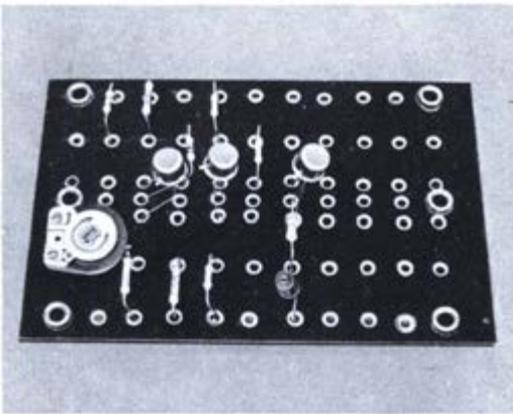
ein einfaches *Labornetzgerät* herstellen, das für viele Zwecke einsetzbar ist und später erweitert und verbessert werden kann. Einige Versuche helfen uns, die Wirkungsweise der *Gleichrichtung*, *Siebung* und *Stabilisierung* zu verstehen, ehe wir mit dem Aufbau des Gerätes beginnen. Für diese und viele folgende Experimente stellen wir eine *Experimentierplatte* her. Eine solche Experimentierplatte ist ein nützliches Hilfsmittel; darauf lassen sich Messungen, Einstellarbeiten und Bauelementewechsel einfach ausführen. Wir stellen sie aus einer Pertinaxplatte in der Größe von etwa 80 mm x 120 mm her, in die wir im Rastermaß 10 mm x 15 mm Nietlötösen befestigen. Die obere und untere Ösenreihe verbinden wir als

Stromschienen für die Betriebsspannung miteinander und versehen sie mit je zwei Telefonbuchsen. Auch für Signaleingang und -ausgang sehen wir je eine Buchse vor (Bild 4).

Bild 4. Eine Experimentierplatte für die Erprobung von Schaltungen:



a) Maßskizze



b) Muster

Für das Netzgerät benötigen wir ferner einen *Transformator*, der die Netzspannung auf den erforderlichen Wert herabsetzt. Geeignet ist dazu jeder Kleintransformator, der sekundärseitig eine Spannung von etwa 12 V abgibt und mit mindestens 1 A belastbar ist. Diese Forderung erfüllen Transformatoren, deren Eisenkern mindestens 55 mm Kantenlänge aufweist. Ihre Typenbezeichnungen lauten M 55, M 65 oder EJ 70; sie sind als genormte Transformatoren im Ersatzteilhandel erhältlich. Für den genannten Zweck eignen sich auch die Transformatoren, die zur Signalstromversorgung von Modelleisenbahnen verwendet werden.

Diese Transformatoren geben sekundärseitig 16 V/1 A ab. Die Netzanschlußschnur löten wir unter Zwischenschaltung einer *Gerätefeinsicherung* (0,125 A) an die Primärwicklung. Die Primärwicklung ist die untere Wicklung dünneren Drahtes. Darüber liegt die *Sekundärwicklung* dickeren Drahtes, an die wir die Verbindungsschnüre (Cu-Litze) zur Experimentierplatte anlöten. Den Transformator bauen wir in ein festes Gehäuse ein, so daß die netzspannungsführenden Leitungen und Lötstellen nicht berührt werden können. Man bezeichnet ein solches Gerät als *berührungssicher*. Den weiteren Berechnungen wird ein Transformator 220 V/12 V – 1 A zugrunde gelegt.

Als erstes untersuchen wir eine einfache *Gleichrichterschaltung*, die zunächst nur aus der Silizium-Gleichrichterdiode und einem Elektrolytkondensator besteht. Als Diode ist jeder Typ mit einem Durchlaßstrom von mindestens $I_F = 1$ A geeignet. Der Elektrolytkondensator sollte eine Kapazität von $\geq 1000 \mu\text{F}$ aufweisen. Seine maximal zulässige Betriebsspannung darf nicht unter 25 V liegen. Auf die richtige *Polung* von Diode und Kondensator ist unbedingt zu achten (Bild 5). Nach Fertigstellung dieser Teilschaltung schließen wir unser

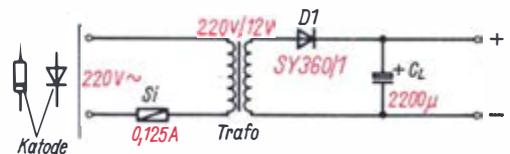


Bild 5. Gleichrichterteil des Netzgerätes

Gerät an den Transformator an und messen die Spannung am Kondensator mit dem Vielfachmesser (Gleichspannungsmeßbereich 30 V). Wenn das Meßgerät hierbei einen Ausschlag zeigt, haben wir den Nachweis erbracht, daß die Gleichrichterschaltung funktioniert. Obwohl der Transformator eine Wechselspannung von 12 V liefert, ist die erzeugte Gleichspannung höher als 15 V. Die Erklärung für dieses Ergebnis finden wir, wenn wir die Wirkungsweise dieser Schaltung genauer betrachten. Der Transformator liefert eine sinusförmige Wechselspannung, deren Momentanwert sich zwischen dem positiven und negativen *Scheitelwert* periodisch ändert. Der Vielfachmesser zeigt jedoch nicht den Scheitelwert, sondern den *Effektivwert* einer sinusfö-

1. Grundlagen

migen Wechselspannung an. Der Effektivwert einer sinusförmigen Wechselspannung ist ihr zeitlicher quadratischer *Mittelwert*. Er wird wegen seiner *leistungsbezogenen* Aussage definiert. Damit würde z. B. eine Wechselspannung von $U_{\text{eff}} = 12 \text{ V}$ in einem ohmschen Widerstand die gleiche Wärmeleistung hervorgerufen wie eine Gleichspannung $U_- = 12 \text{ V}$. Wenn nicht anders angegeben, messen wir mit dem Vielfachmesser und anderen Meßgeräten für Wechselströme und Wechselspannung immer den Effektivwert. Der Zusammenhang zwischen Scheitel- und Effektivwert ergibt sich durch die Beziehung

$$U_{\text{eff}} = \frac{U_S}{\sqrt{2}} = 0,707 \cdot U_S \quad (\text{Bild 6}).$$

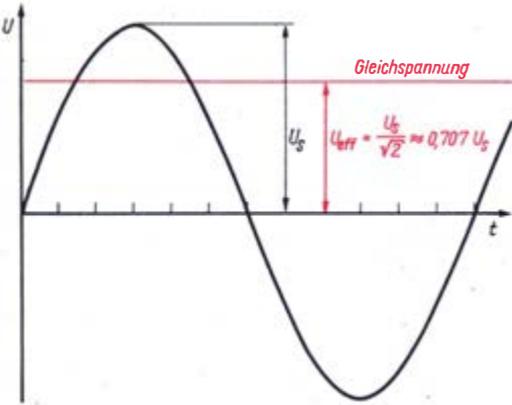


Bild 6. Zusammenhang von Effektiv- und Scheitelwert einer Wechselspannung

Die Diode wirkt in der Gleichrichterschaltung wie ein durch die Spannung gesteuerter Schalter. Am pn-Übergangsbereich der Diode bildet sich durch *Diffusion* von *Elektronen* und *Defektelektronen* ein elektrisches Sperrfeld aus, dessen Wirkung durch die äußere Spannung, je nach ihrer Polung, erhöht oder abgebaut wird. Um eine Diode in *Durchlaßrichtung* zu schalten, muß eine Spannung U_D anliegen, die bei Ge-Dioden etwa $0,5 \text{ V}$, bei Si-Dioden etwa $0,7 \text{ V}$ beträgt.

Auf Bild 7 sind die Vorgänge dargestellt, die sich während einer Periode der Wechselspannung in der Gleichrichterschaltung abspielen. In der ersten Viertelperiode steigt die Spannung bis zum positiven Scheitelwert an und

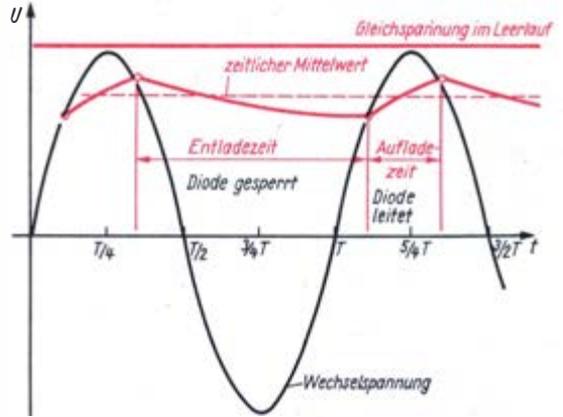


Bild 7. Spannungsverlauf am Ladekondensator der Einweg-Gleichrichterschaltung

schaltet die Diode in Durchlaßrichtung. So kann sich der Kondensator in der ersten Viertelperiode fast auf den vollen Scheitelwert aufladen. Die Spannung am Kondensator erreicht annähernd den Wert $U_0 = U_S - U_D$. In der zweiten Viertelperiode sinkt die Transformatorspannung gegenüber der am Kondensator anliegenden Spannung ab. Dadurch kehrt sich an der Diode die Polarität der Spannung bereits zum Zeitpunkt $T/4$ um, wodurch die Diode in *Sperrrichtung* gepolt wird und somit für den Kondensator keine Möglichkeit mehr besteht, sich zu entladen, wenn wir von den recht geringen Restströmen absehen. Es muß daher am Kondensator eine fast ideale Gleichspannung entstehen, deren Wert etwa dem $\sqrt{2}$ -fachen der angelegten Wechselspannung entspricht. Bei einer Wechselspannung von $U_{\text{eff}} = 12 \text{ V}$ bedeutet das eine Gleichspannung von

$$U_0 = \sqrt{2} \cdot U_{\text{eff}} - U_D = 16,3 \text{ V}.$$

Diese Verhältnisse gelten nur bei unbelasteter Schaltung. Schließen wir einen *Lastwiderstand* R_L parallel zum Ladekondensator an, so ändert sich das Bild. In der Durchlaßzeit fließt durch die Diode nicht nur der Ladestrom des Kondensators, sondern auch der Laststrom. Dadurch steigt die Durchlaßspannung an, und die Kondensatorspannung kann nicht mehr so hohe Werte erreichen. Wird die Diode in Sperrrichtung umgepolt, entlädt sich der Kondensator über den Lastwiderstand. Die Kondensatorspannung sinkt ab. Erst wenn der Momentanwert der Transformatorspannung

den Restwert der Kondensatorspannung überschreitet, wird die Diode wieder in Durchlaßrichtung gepolt und der Kondensator erneut aufgeladen.

So entsteht schließlich im Belastungsfall eine Gleichspannung mit einer überlagerten, von der Stärke des Stromes abhängigen, nicht-sinusförmigen Wechselspannung, die wir als *Brummspannung* bezeichnen. Die Höhe dieser oft störenden Brummspannung läßt sich nach der Formel abschätzen

$$U_{Br1} = \frac{K \cdot I_L}{C_L}$$

Für die von uns verwendete Einweggleichrichtung ist $K = 5 \cdot 10^{-3}$ s einzusetzen.

Die gleichgerichtete Spannung muß gesiebt werden

Bei einigen Anwendungen werden wir feststellen, daß die Brummspannung trotz der Verwendung hoher Kapazitätswerte für C_L noch zu groß ist. Sie muß durch weitere Schaltmittel, die man als *Siebglieder* bezeichnet, herabgesetzt werden. Als Siebglieder verwenden wir eine *RC-Reihenschaltung*. Sie wirkt für die am Ladekondensator verbleibende Brummspannung U_{Br1} als *Wechselspannungsteiler*, so daß am Ausgang der Siebschaltung nur noch ein Bruchteil von U_{Br1} wirksam ist (Bild 8).

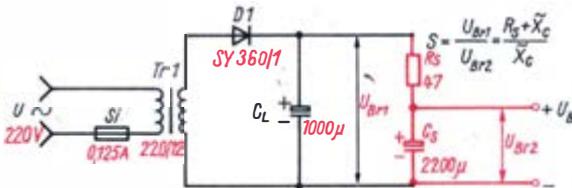


Bild 8. Siebglied als Spannungsteiler für die Brummspannung

Das Verhältnis der ursprünglichen zu der durch den Spannungsteiler herabgesetzten Brummspannung wird *Siebfaktor* genannt:

$$S = \frac{U_{Br1}}{U_{Br2}}$$

Nach den Gesetzen der Reihenschaltung von Widerständen ist die am Siebkondensator anliegende Brummspannung U_{Br2} um so geringer, je kleiner der Wechselstromwiderstand

des Kondensators im Verhältnis zum Gesamtwiderstand der Reihenschaltung ist. Bezeichnen wir den Wechselstromwiderstand des Kondensators mit X_C , so gilt näherungsweise (bei geringer Belastung)

$$S = \frac{R_S + X_C}{X_C} \approx 1 + \frac{R_S}{X_C}$$

Wir können also einen hohen Siebfaktor erreichen, wenn wir den Siebwiderstand sehr groß oder den Wechselstromwiderstand des Siebkondensators sehr klein wählen. Einer Vergrößerung des Siebwiderstandes sind jedoch recht enge Grenzen gesetzt, weil durch ihn auch der Gleichstrom fließt und damit ein Gleichspannungsabfall erzeugt wird, der die verfügbare Betriebsspannung herabsetzt. Der maximal zulässige Wert für den Siebwiderstand läßt sich recht einfach abschätzen:

$$R_S = \frac{U_0 - U_B}{I_L}$$

Hierbei ist $U_0 = \sqrt{2} \cdot U_{eff} - U_D$ die Gleichspannung am Ladekondensator, U_B die gewünschte Betriebsspannung und I_L der zu erwartende Laststrom. Eine gut gesiebte Gleichspannung ist nur erreichbar, wenn wir Siebkondensatoren mit recht großer Kapazität verwenden. Der Wechselstromwiderstand eines Kondensators ist ja der Kapazität und der Frequenz des Wechselstromes umgekehrt proportional:

$$X_C = \frac{1}{2 \pi \cdot f \cdot C}$$

Welche Eigenschaften hat die von der Schaltung gelieferte Gleichspannung? Die Betriebsspannung U_B soll 12 V bei einer Belastung mit $I_L = 0,1$ A betragen. Der Siebwiderstand darf dann nicht größer als

$$R_S = \frac{(16,2 \text{ V} - 12 \text{ V})}{0,1 \text{ A}} = 42 \Omega$$

sein. Die Brummspannung am Ladekondensator beträgt bei

$$U_{Br1} = \frac{5 \cdot 10^{-3} \text{ s} \cdot 0,1 \text{ A} \cdot V}{2200 \cdot 10^{-6} \cdot \text{As}} \approx 0,23 \text{ V.}$$

Der Siebkondensator mit gleicher Kapazität hat bei der Frequenz von 50 Hz den Wechselstromwiderstand von $X_C = 1,45 \Omega$. Für den Siebwiderstand wählen wir aus der Normreihe

1. Grundlagen

den Wert $R_s = 47 \Omega/1 \text{ W}$. Wechselstromwiderstand X_C und Siebwiderstand bilden einen Spannungsteiler, der die Brummspannung von $U_{Br1} = 0,23 \text{ V}$ auf den 28. Teil herabsetzt. Sie beträgt daher am Ausgang der Schaltung nur noch $U_{Br2} = 8 \text{ mV}$. Im Verhältnis zu der Gleichspannung von 12 V ist das ein sehr kleiner Wert; wir können daher mit der *Glättung* der Spannung recht zufrieden sein.

Durch die Verwendung des Siebwiderstandes ist die Spannungsquelle jedoch belastungsabhängig geworden. Die geforderte Gleichspannung von 12 V würde sich ja nur bei einer Belastung von $0,1 \text{ A}$ einstellen. Außerdem müssen wir damit rechnen, daß auch die Netzspannung Schwankungen aufweisen kann. Zulässig sind Schwankungen im Bereich von $+10\%$ bis -15% des Nennwertes.

Z-Dioden sorgen für konstante Spannungen

Für viele Messungen und Versuche werden Spannungen benötigt, die weitgehend unabhängig von Schwankungen der Netzspannung und der Belastung sind. Solche Spannungs- und Lastschwankungen können wir bereits mit einfachen Stabilisierungsschaltungen mindern. Kernstück dieser Stabilisierungsschaltungen ist das für uns noch neue Bauelement, die *Silizium-Z-Diode*.

Z-Dioden werden in verschiedenen Ausführungsformen, z. B. mit unterschiedlicher Verlustleistungsgrenze und Durchbruchspannung, gefertigt. Für das Netzgerät beschaffen wir zunächst zwei Z-Dioden mit einer Durchbruchspannung $U_Z = 7 \dots 9 \text{ V}$ in Metallgehäuse. Sie werden mit der Typenbezeichnung SZ 600/7,5 oder SZ 600/8,2 angeboten.

Um die stabilisierende Wirkung der Z-Diode zu verstehen, müssen wir ihre Kennlinie aufnehmen. Für dieses Experiment benötigen wir mindestens einen Vielfachmesser und ein Milliampereometer mit einem Meßbereich bis 100 mA . Als Spannungsquellen dienen zwei Flachbatterien, die wir in Reihe schalten, und eine Monozelle. Um die Spannung verändern zu können, sind noch einige Drahtdrehwiderstände (Potentiometer) mit einer Nennverlustleistung von wenigstens $1,5 \text{ W}$ erforderlich. Ihre Widerstandswerte sollten zwischen 100Ω und $1 \text{ k}\Omega$ liegen. Da wir die Potentiometer

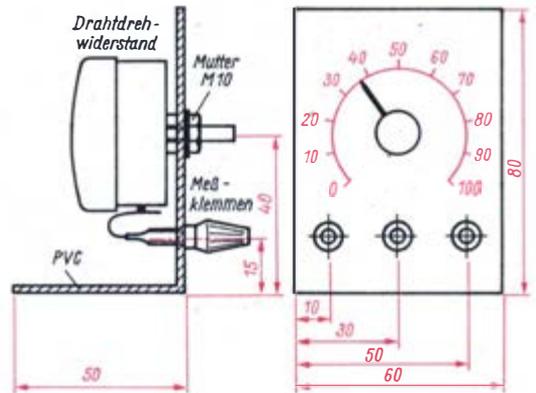


Bild 9. Potentiometer für Versuchszwecke

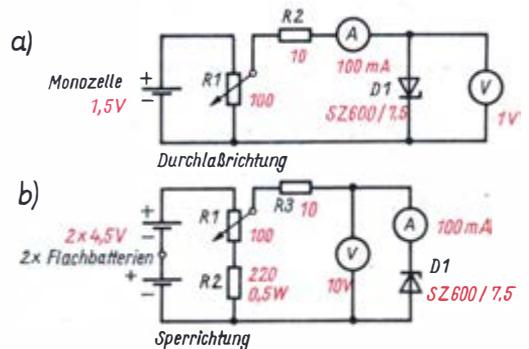


Bild 10. Versuchsschaltung zur Aufnahme der Kennlinie einer Z-Diode:

- a) Durchlaßrichtung,
b) Sperrrichtung

noch mehrmals benötigen, montieren wir sie auf Kunststoffplatten und verbinden sie mit drei Telefonbuchsen. So erhalten wir einen übersichtlichen Versuchsaufbau und vermeiden Kurzschlüsse, die durch „wilde Verdrahtung“ leicht entstehen können (Bild 9). Die Z-Diode wird nach dem Stromlaufplan von Bild 10 in die Versuchsschaltung eingefügt. Spannungsquelle ist die Monozelle; auf die richtige Polung der Z-Diode ist unbedingt zu achten. Da der Strom beim Überschreiten der *Durchlaßspannung* sehr steil ansteigt, müssen wir das Potentiometer recht vorsichtig verstellen. Mit R_1 stellen wir die Spannung so ein, daß der Strom I_F in Stufen von etwa 10 mA steigt. Die abgelesenen Meßwerte werden in die vorbereitete Tabelle eingetragen. Die Widerstände R_2 in Bild 10 a und R_3 in Bild 10 b wirken

als *Schutzwiderstände*, indem sie bei falscher Potentiometerstellung den Diodenstrom begrenzen.

Nach der Aufnahme der Meßreihe vertauschen wir die Anschlüsse der Diode und ersetzen die Monozelle durch die Reihenschaltung der beiden Flachbatterien ($2 \times 4,5 \text{ V}$). Zunächst zeigt die Diode gute *Sperreigenschaften*, mit dem Meßgerät ist kein Strom nachweisbar, da er kleiner als $1 \mu\text{A}$ ist. Überschreitet jedoch die Spannung ein für jede Z-Diode typischen Wert, der Z- oder *Durchbruchspannung* genannt wird, so steigt auch in Sperrichtung der Strom steil an. In diesem Teil der Kennlinie führen geringe Spannungsänderungen zu großen Stromänderungen. Das Verhältnis Spannungsänderung zu Stromänderung nennt man den *dynamischen Widerstand*

$$R_{\text{dyn}} = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

Wir übertragen unsere Meßwerte in das Koordinatensystem und bestimmen den dynamischen Widerstand unserer Z-Diode im Durchbruchgebiet. Für die Diode, deren Kennlinie in Bild 11 dargestellt ist, läßt sich beispielsweise ablesen:

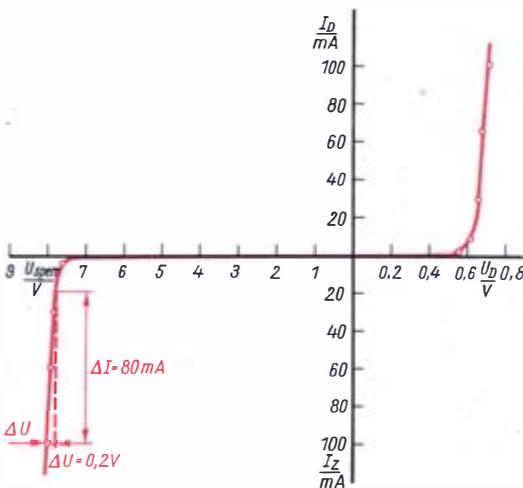


Bild 11. Kennlinie einer Z-Diode

$$R_{\text{dyn}} = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{0,2 \text{ V}}{80 \text{ mA}} = 2,5 \Omega$$

Stromänderungen von $\Delta I = 80 \text{ mA}$ haben im Durchbruchgebiet nur geringe Spannungs-

schwankungen von $\Delta U = 0,2 \text{ V}$ zur Folge. Durch ihren geringen dynamischen Widerstand ist die Z-Diode in der Lage, Spannungsschwankungen auszugleichen. Sie wird dazu in Sperrichtung, parallel zum Siebkondensator, geschaltet. Bevor wir jedoch Spannung anlegen, prüfen wir durch eine Kontrollrechnung, ob es zu einer Überlastung der Z-Diode kommen kann. An der Z-Diode liegt die Durchbruchspannung U_Z , am Ladekondensator etwa die Spannung $U_O = \sqrt{2} \cdot U_{\text{eff}} - U_D = 16,3 \text{ V}$. Die Spannungsdifferenz erzeugt im Siebwiderstand einen Strom

$$I_Z = \frac{U_O - U_Z}{R_S}$$

Für die als Beispiel gewählte Diode ist aus der Kennlinie für $U_Z = 7,8 \text{ V}$ abzulesen. Damit wird

$$I_Z = \frac{(16,3 - 7,8) \text{ V}}{39 \Omega} = 0,22 \text{ A}$$

Der gleiche Strom fließt natürlich auch durch die Z-Diode, solange kein Lastwiderstand angeschlossen wird. Das Produkt aus Strom und Spannung $P_V = U_Z \cdot I_Z$ ist diejenige elektrische *Verlustleistung*, die in der Diode Wärme erzeugt. Sie darf den Wert von $P_{V \text{ max}} = 1 \text{ W}$ nicht überschreiten, wenn keine zusätzliche Wärmeabfuhr gesichert ist. Da bei der Schaltung die Verlustleistung den Wert von $P_V \approx 1,8 \text{ W}$ erreicht, montieren wir zur Sicherheit die Z-Diode in die Mitte eines *Kühlbleches* aus Aluminium mit einer Größe von $40 \text{ mm} \times 40 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$. Dadurch wird die erzeugte Wärme besser an die Umgebung abgegeben, wodurch sich die maximal zulässige Verlustleistung erhöht. Die beste Wärmeabfuhr wird bei senkrechter Montage des Kühlbleches erreicht. Daher biegen wir das Kühlblech in einer Breite von 10 mm rechtwinklig ab und bohren hier zwei Befestigungslöcher (siehe auch Bild 13 und 14).

Wir können nun die erste Teilschaltung des Netzgerätes erproben. Dazu messen wir an den Ausgangsklemmen, die parallel zur Z-Diode liegen, die erzeugte Gleichspannung im Leerlauf und bei steigender Belastung. Als Belastungswiderstand verwenden wir das Drahtpotentiometer $100 \Omega/2,5 \text{ W}$. Steigende Belastung läßt sich auch durch Parallelschaltung mehrerer gleicher Widerstände erreichen. Wir können dann den Strom nach dem Ohmschen Gesetz errechnen und benötigen in dem Fall

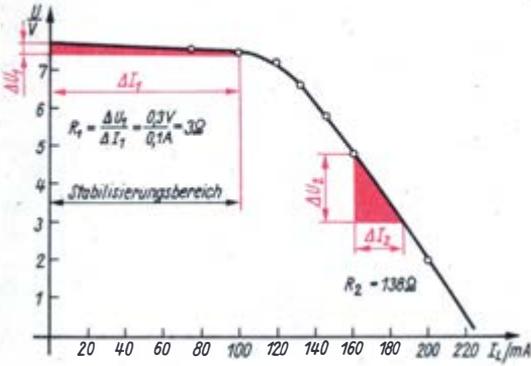


Bild 12. Belastungsverhalten der Stabilisierungsschaltung

Meßtabelle für den Belastungsversuch des stabilisierten Netzteils

U in V	R_L in Ω	I in mA
7,7	∞	0
7,6	100	76
7,5	70	107
7,2	60	120
6,6	50	132
5,8	40	145
4,8	30	160
2,0	10	200

für das Experiment nur einen Spannungsmesser.

Stellen wir die Spannungswerte grafisch in Abhängigkeit von den durch die Belastungswiderstände fließenden Strömen dar, erhalten wir einen ähnlichen Kurvenverlauf wie er in Bild 12 dargestellt ist. Die Schaltung weist zunächst einen relativ geringen dynamischen Widerstand auf, wodurch sich die Spannung bei Belastung nur wenig ändert. Je größer der Strom durch den Lastwiderstand wird, um so mehr vermindert sich der Strom durch die Z-Diode. Der *Arbeitspunkt* auf der Kennlinie der Z-Diode verschiebt sich in Richtung zu kleineren Strömen. Wird bei steigender Belastung die Durchbruchspannung der Z-Diode unterschritten, verliert sie ihre eigentliche Wirkung, und der Innenwiderstand der Spannungsquelle nimmt einen wesentlich höheren Wert an. An der grafischen Darstellung der Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Laststrom läßt sich die Grenze des *Stabilisierungsbereichs* gut erkennen.

Wir bauen ein stabilisiertes Netzteil

Die Funktion der einzelnen Funktionsgruppen des Netzteils haben wir im Experiment erprobt. Da das Netzteil für die Stromversorgung bei weiteren Experimenten wesentlich ökonomischer als Trockenbatterien oder Akkumulatoren ist, bauen wir es als komplettes Gerät auf. Die Frontfläche (Bild 13) besteht aus Al-Blech der Größe 200 mm x 100 mm. Ein zweites Al-Blech von 200 mm x 140 mm wird zweimal abgekantet, (wie auf Bild 14 dargestellt), es bildet das Chassis. Nachdem alle Bohrungen für

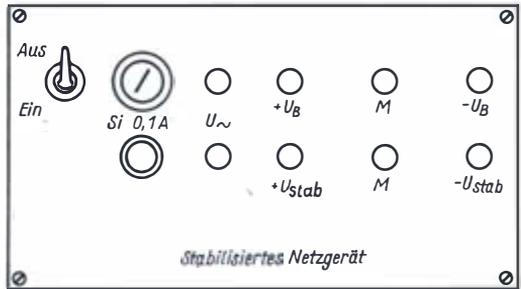


Bild 13. Entwurf der Frontplatte

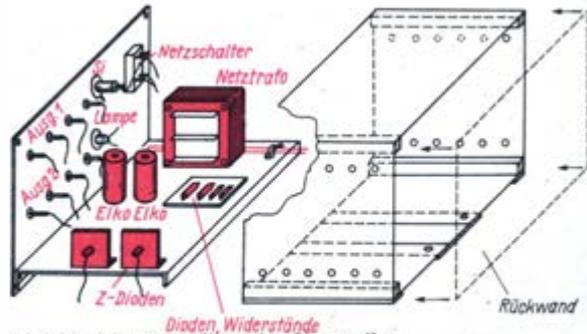


Bild 14. Musteraufbau des Netzteils

Buchsen, Schalter und Sicherung auf der Frontfläche und für Elektrolytkondensatoren, Transformator und Z-Dioden-Kühlbleche auf dem Chassis hergestellt sind, werden beide Teile zusammengeschraubt. Nun beginnt die Verdrahtung, dazu verwenden wir isolierten Cu-Draht mit 0,5 ... 0,7 mm Ø, den wir als Klingeldraht in Elektronik- oder Modelleisenbahngeschäften erhalten. Günstig ist die Verwendung von Draht mit mehrfarbiger bzw. unterschiedlich farbiger Isolation, damit wir die Leitungen besser unterscheiden können. Da-

bei sollte grundsätzlich für die Plusleitungen rot und für die Minusleitungen schwarz (evtl. blau) gewählt werden. Mit diesen Farben kennzeichnen wir dann auch die Buchsen an der Frontseite und erkennen so gleich die Polarität der Spannung. Die Netzanschlußschrn wird am Chassis mit einer Kabelschelle gehalten, so daß sie zugentlastet ist. Wenn dann einmal aus Versehen an der Netzschrn gezogen wird, wird so die Beschädigung der Lötstellen und ein möglicher Kurzschluß am Transformator verhindert.

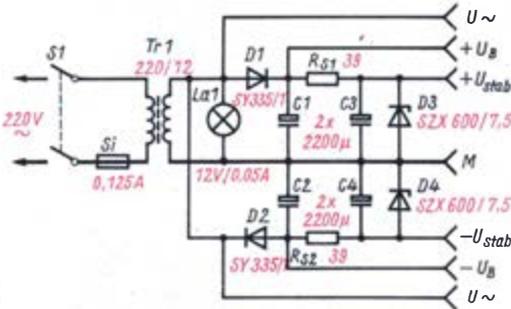


Bild 15. Stromlaufplan des stabilisierten Netzteils

Wie in Bild 15 dargestellt, ist die Gleichrichterschaltung doppelt vorgesehen, wobei in der zweiten Schaltung die Polung von den Dioden und Kondensatoren vertauscht wird. Damit steht für die weiteren Experimente mit integrierten Schaltkreisen die häufig erforderliche *symmetrische Spannung* zur Verfügung. Für die Anwendungen, in denen größere Ströme als 0,1 A fließen, sehen wir noch je einen zweiten Anschluß vor, der unmittelbar mit der

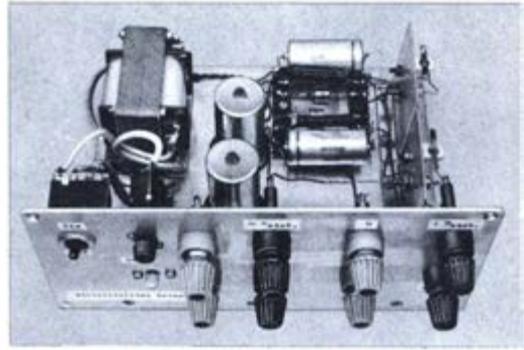


Bild 16. Innenansicht des Netzteils

Gleichrichterschaltung verbunden ist. Diese Spannung ist dann nicht stabilisiert und weist einen wesentlich höheren Brummspannungsanteil auf, da Z-Diode und Siebschaltung hier nicht wirksam sind.

Bei einigen Experimenten werden wir auch Wechselspannungen benötigen. An der Frontplatte ist daher ein weiteres Buchsenpaar vorgesehen, das direkt an die Sekundärwicklung des Transformators angeschlossen werden kann (Bild 16).

Das Gehäuse fertigen wir aus PVC oder einem anderen *thermoplastischen Werkstoff* an. Zur Kühlung, vor allem der Z-Dioden, muß eine ausreichende Belüftung des Innenraumes des Netzteils gewährleistet sein. Dazu bringen wir an den Seitenflächen und an der hinteren Seite in Höhe des Chassis und dicht unter der Oberkante je eine Reihe 7-mm-Bohrungen (Abstand der Bohrungen zueinander etwa 20 mm) an. Durch die Bohrungen kann die Kühlluft in das Gehäuseinnere hinein- und herausströmen.

2. Elektronisches Messen nicht-elektrischer Größen

Steuern und Regeln setzt richtiges Messen voraus

Das richtige Messen ist eine wesentliche Voraussetzung für die zufriedenstellende Lösung der Steuer- oder Regelaufgaben. Wir wollen deshalb zunächst überlegen, welche Probleme beim Experimentieren und richtigen Messen zu beachten sind.

1. Frage: Warum messen wir?

Messungen werden immer mit dem Ziel vorgenommen, *Informationen* über einen Zustand oder einen Vorgang zu erhalten. In unserem Falle sind solche Informationen z. B. die Belichtungszeit für Fotopapier, die Temperatur eines Aquariums, die Zeit eines Ablaufs, die Drehzahl eines Motors u. ä. In den meisten Fällen sind diese Messungen kein Selbstzweck, sondern die Grundlage für Folgehandlungen. Wenn wir z. B. durch Temperaturmessungen feststellen, daß das Wasser im Aquarium zu kalt ist, so schalten wir die Heizung ein. Das Ein- und Ausschalten der Heizung wiederum ist ein *Steuerungsvorgang*. Wir erkennen an diesem einfachen Beispiel den engen Zusammenhang zwischen Messen und Steuern. Wir können noch einen Schritt weiter gehen: Je genauer wir messen, um so genauer können wir steuern. Entwickeln wir nun ein Gerät, das bei Erreichen einer bestimmten mittleren Temperatur die Heizung einschaltet und dann bei einer bestimmten oberen Temperatur wieder ausschaltet, so bezeichnen wir diesen Vorgang als vollautomatische Steuerung oder *Regelung*. Bei einer Regelung interessiert uns die Aquarientemperatur nur noch zur Überwachung, im Grunde genommen ist sie für uns als Meßwert überflüssig, da der Temperaturwert von der Regelung „verarbeitet“ wird. Damit ist nun auch ein weiterer Zusammenhang zwischen Messen, Steuern und Regeln deutlich. Das, was wir uns hier an einem kleinen Beispiel verdeutlicht haben, spielt in der Industrie eine ganz wichtige Rolle. Ohne eine ausgeklügelte Betriebsmeß-, Steuer- und Regeltechnik wären moderne Produktionsprozesse gar nicht mehr denkbar. Wir bleiben aber bei

dem Grundsatz, daß wir diese Vorgänge im eigenen Experiment erleben wollen. Die Abgrenzung des Anwendungsbereichs bestimmt die Antwort auf die 2. Frage:

– Was messen wir?

Unser Bestreben ist darauf gerichtet, einige ausgewählte physikalische Größen, z. B. die Temperatur, die Beleuchtungsstärke, die Kraft, die Zeit und die Drehzahl, zu messen. Die dabei erarbeiteten Prinzipien lassen sich auf die Messung anderer Größen übertragen. *Meßgröße* ist für uns also immer eine physikalische Größe. Bei der Temperaturmessung ist es zunächst einmal gleichgültig, ob wir sie als Wasser-, Raum- oder Körpertemperatur messen. Wichtiger ist dagegen schon die Antwort auf die 3. Frage:

– Womit messen wir?

Hier müssen wir weiter einschränken. Für alle Messungen – und im weiteren dann auch Steuerungen und Regelungen – verwenden wir nur elektronische Bauelemente, Schaltungen und Geräte. Das bedeutet zunächst, die Information, die wir von einem Meßobjekt erlangen wollen, muß bei der Messung nichtelektrischer Größen erst durch einen *Meßfühler* in ein elektrisches Signal umgewandelt werden. Der Meßfühler liefert eine natürliche Abbildungsgröße in Form einer elektrischen Spannung. Die elektrische Spannung wird in einem *Meßwandler* so geformt, meist verstärkt, daß sie als Abbildungsgröße an einem Anzeigergerät abgelesen werden kann. Je nach der Aufgabenstellung werden wir unterschiedliche Meßfühler, Meßwandler und Anzeigergeräte kennenlernen. Die Auswahl der Meßwandler und Anzeigergeräte richtet sich nach der Beantwortung der 4. Frage:

– Wie messen wir?

Die Frage „Wie?“ ist einmal auf die Art der Signale gerichtet, aber auch auf die Genauigkeit der Messung. Man unterscheidet die *analogen* und die *digitalen Signalarten*. Es gibt weitere Unterscheidungsmöglichkeiten, aber

sie spielen für uns keine Rolle. Die zur Abbildung der Meßgröße benutzte Eigenschaft des Signalträgers (Strom oder Spannung) nennt man *Informationsparameter (IP)*. Bei einem analogen Signal kann der IP innerhalb bestimmter Grenzen jeden beliebigen Wert annehmen (Bild 17 a). Dabei ist IP nicht quanti-

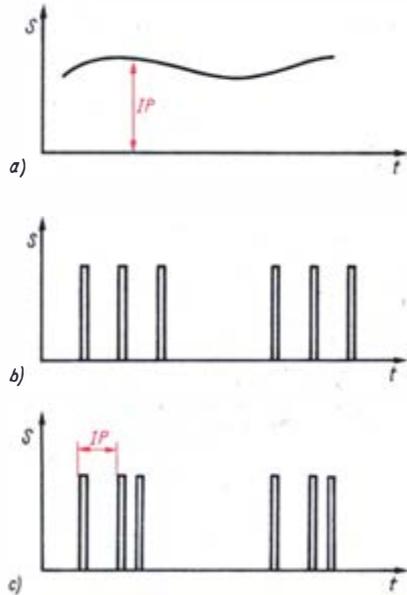


Bild 17. Signalarten:
a) analoges Signal,
b) digitales Signal,
c) digitales Signal mit analogem IP

siert. Signale, die nur zwei diskrete Werte, z. B. H (Abk. von high, engl.: hoch) = Spannung vorhanden und L (Abk. von low, engl.: tief) = Spannung nicht vorhanden, annehmen können, bezeichnet man als *binäre* Signale. Hat die Stellung eines binären Signals, eines Impulses im Rahmen einer ständig wiederholten Impulsfolge, eine bestimmte Bedeutung, einen *Kode*, so bezeichnet man sie als digitales Signal (Bild 17 b). Der Informationsparameter besteht dann darin, ob der Impuls an der Stelle des *Impulsrahmens* vorhanden ist oder nicht. Bei der Fernsteuerung werden wir noch eine dritte Art kennenlernen, das digitale Signal mit analogem IP. Die analoge Information steckt dann als IP in der kontinuierlichen, zwischen zwei Werten einstellbaren *Impulslänge* bzw. dem *Impulsabstand* (Bild 17 c).

Das letzte Beispiel macht deutlich, daß wir es bei der Signalwandlung nicht nur mit der Signalverstärkung zu tun haben werden, sondern auch mit der Umwandlung von digitalen in analoge (im *DA-Wandler*) und umgekehrt von analogen in digitale (in *AD-Wandler*) Signale. Diese Form der Signalwandlung spielt auch bei der Wahl der Anzeige eine Rolle. Das typische Beispiel für die Anzeige eines analogen Meßwertes ist das *Zeigerinstrument* und für die Anzeige eines digitalen Meßwertes die *Ziffernanzeige*. Das meßtechnische Problem besteht nicht darin, wie wir aus einer bestimmten Impulsfolge eine Ziffernanzeige machen können, ob analog oder digital messen, sondern in der Antwort auf die Frage 5:

– Wie genau messen wir?

Diese Frage zielt auf den oder die Fehler, die wir bei Messungen machen, sowie auf die Empfindlichkeit der Meßanordnung und auf die Auflösung der Anzeige.

Der Meßfehler e (von *erratum*, lat.: Fehler) definiert als absoluter Meßfehler

$$e = x_{\text{meß}} - x_{\text{wahr}}$$

und als

$$\text{relativer Meßfehler } e = \frac{x_{\text{meß}} - x_{\text{wahr}}}{x_{\text{wahr}}} = \frac{e}{x_{\text{wahr}}} -$$

$$\approx \frac{e}{x_{\text{meß}}}$$

In einem umfangreichen Meßsystem mit mehreren Wandlern können im Prinzip in jedem Wandler recht unterschiedliche Fehler auftreten, die in das Meßergebnis eingehen.

Bei Zeigerinstrumenten stellen Anzeigefehler und Auflösung eine Grenze dar. Anders ist das bei der digitalen Anzeige. Mit einer zweistelligen Anzeige können wir bis 99 anzeigen, damit ist schon eine Auflösung von 1% gegeben. Bei dreistelliger Anzeige wird die Auflösung 0,1%, das sind Bereiche, in die wir mit dem Zeigerinstrument nie kämen. Daß der Fehler der digitalen Messung in der Größenordnung der Auflösung bleibt, müssen wir durch geeignete elektronische Schaltungsmaßnahmen sichern. Außer der verbesserten Genauigkeit und meist auch trägeitslosen Anzeige bietet die Verwendung digitaler Signale noch weitere Vorteile: Sie sind in elektronischen Schaltungen oder auf entsprechenden *Datenträgern* speicherbar, die gespeicherten Meßdaten können wieder von Wandlern gelesen werden, d. h., sie sind jederzeit abrufbe-

reit, sie können leichter übertragen und auch in *Datenverarbeitungsanlagen* eingespeist werden.

Das sind Vorteile, die wir nur z. T. nutzen können. Sie lassen aber deutlich werden, welche Bedeutung die digitale Meßtechnik für die industrielle Betriebsmeß-, Steuer- und Regeltechnik erlangt hat. Die digitale Meß-, Steuer- und Regeltechnik werden wir in einigen grund-

legenden Experimenten kennenlernen und in interessanten Anwendungen selbst erproben. Diese Überlegungen machen deutlich, daß wir bei allen Anwendungen analoge und digitale Meß-, Steuer- und Regeltechnik unterscheiden werden, daß es aber auch Berührungspunkte gibt. Gegenstand unserer ersten meßtechnischen Experimente werden analoge Messungen sein.

Wir bauen ein elektrisches Fernthermometer

Es ist kaum ein Prozeß in der Technik denkbar, bei dem die *Temperatur* keine Rolle spielt. Viele Vorgänge, wie etwa chemische Reaktionen, plastische Verformungen, das Schmelzen, Schweißen oder Löten, laufen überhaupt nur in bestimmten Temperaturbereichen ab. In anderen Fällen wiederum darf die Temperatur einen bestimmten Grenzwert nicht über- oder unterschreiten. Ähnliche Bedingungen bezüglich der Temperatur gelten aber auch in der Pflanzen- und Tierwelt. Wir brauchen hier nur an Treibhäuser oder Aquarien zu denken. Schließlich ist auch die richtige Lebensfunktion des menschlichen Organismus so eng mit der Körpertemperatur verbunden, daß sie bekanntlich kontrolliert wird, um den Gesundheitszustand bewerten zu können. Wir könnten noch zahlreiche Beispiele anfügen, bei denen die Messung der Temperatur erforderlich ist.

Als ein außerordentlich präzises und in weiten Temperaturbereichen einsetzbares Meßgerät hat sich das Quecksilberthermometer bewährt. Es versagt jedoch dort, wo Temperaturen gemessen werden müssen, die unterhalb des Erstarrungspunktes oder oberhalb des Siedepunktes des Quecksilbers liegen, und dort, wo die *Meßstelle* schlecht oder gar nicht zugänglich ist bzw. mehrere Temperaturen von einem Beobachtungspunkt aus kontrolliert werden sollen. Für diese Fälle ist die elektrische Temperaturmessung unübertroffen, weil Meßstelle und *Anzeigeort* beliebig weit entfernt sein können. Man denke nur an die Übermittlung der Temperaturmeßwerte von kosmischen Flugkörpern und Weltraumstationen zur Erde. Die wichtigste Voraussetzung für die elektrische Messung der Temperatur ist die Umwandlung der Temperatur in eine elektrische Signalspannung. Mit diesem Problem der Umwandlung nichtelektrischer

Meßgrößen in elektrische Spannungen werden wir uns als nächstes beschäftigen.

Der Meßfühler für die Temperatur besteht aus zwei Drähten

Für die Herstellung eines Temperaturmeßfühlers benötigen wir zwei verschiedene Drähte, die innig miteinander verbunden sind. Eine solche Anordnung nennt man ein *Thermoelement*. Je nach dem Temperaturbereich, in dem das Thermoelement vorwiegend eingesetzt werden soll, sind verschiedene Metalle zu kombinieren. Für unsere Experimente eignen sich *Kupfer* und *Konstantan*. Drähte aus diesen Materialien sind leicht zu beschaffen. Konstantandraht läßt sich aus einem Drahtwiderstand für höhere Leistungen gewinnen. Die Hauptschwierigkeit besteht nun darin, die beiden Drähte innig miteinander zu verbinden. Es ist zwar möglich, die Drahtenden zu löten, jedoch ist dann der Temperaturmeßbereich durch den niedrigen Schmelzpunkt des Zinnlotes stark eingeschränkt. Wir werden daher die Drähte verschweißen. Dazu benötigen wir einen Transformator, der sekundärseitig eine Spannung von etwa 24 bis 42 V liefert und wenigstens kurzzeitig mit Stromstärken bis etwa 5 A belastet werden darf. Als Schweißelektrode dient die Mine eines Fallbleistiftes mit möglichst geringer Härte, die wir in eine Krokodilklemme einspannen (Bild 18). Kupfer- und Konstantandraht werden an einem Ende miteinander verdreht. Den Kupferdraht schließen wir an einen Pol des Transformators an, die „Schweißzange“ wird mit dem Gegenpol verbunden. Achtung! Bevor wir den Transformator einschalten, müssen wir unsere Augen durch eine Schweißbrille, mindestens durch

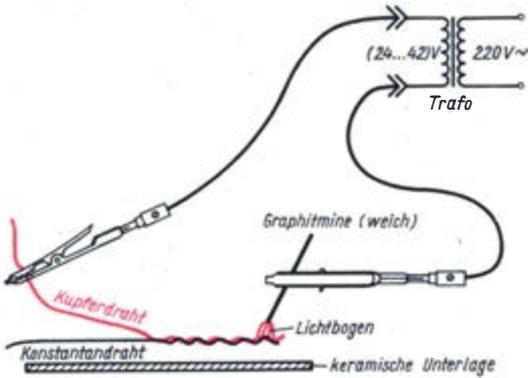


Bild 18. Wir stellen das Thermoelement her

eine dunkle Sonnenbrille, vor dem starken Anteil der beim Schweißen entstehenden ultravioletten Strahlung schützen! Das Thermoelement legen wir auf eine nichtbrennbare Unterlage und berühren die verdrehten Drahtenden mit der Schweißelektrode. Es bildet sich ein kleiner Lichtbogen, der eine sehr hohe Temperatur erzeugt. Nach einigen Versuchen werden wir es schaffen, die Drahtenden miteinander zu verschweißen.

Zur Funktionskontrolle verbinden wir das Thermoelement mit dem Vielfachmeßgerät (Meßbereich 50 mV oder 100 mV Vollauschlag), der Kupferdraht kommt an den Plus-Anschluß. Erwärmen wir die Verbindungsstelle von Kupfer- und Konstantandraht, etwa durch Berühren mit der heißen LötKolbenspitze, so zeigt das Meßgerät einen, wenn auch geringen Ausschlag. Das Thermoelement wandelt also Wärmeenergie in elektrische Energie um. Das Thermoelement gehört zu den *aktiven Meßühlern*, weil zur Erzeugung des elektrischen Signals keine Hilfsenergie benötigt wird. Die Thermospannung entsteht dadurch, daß sich die verschiedenen elektrischen Leiter durch die Anzahl der frei beweglichen Ladungsträger unterscheiden. An der Kontaktstelle zweier unterschiedlicher Metalle tritt ein Ausgleich der Elektronenkonzentrationen auf (Bild 19). Dadurch verringert sich die Elektronenkonzentration des besser leitenden Metalls, es wird positiv aufgeladen, während das andere Metall durch die eindiffundierten Elektronen negativ wird. Die sich im *Übergangsgebiet* ausbildende elektrische Span-

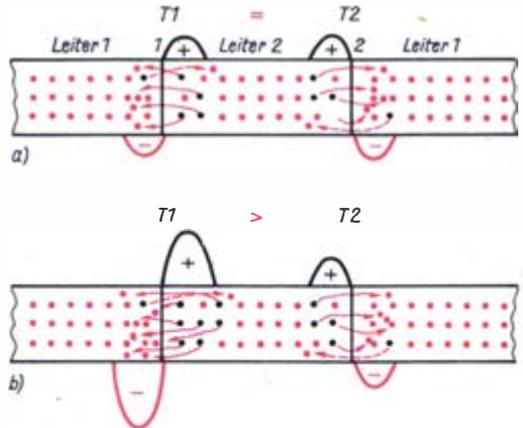


Bild 19. Die Entstehung der Thermospannung:
a) Aus dem Leiter 2 diffundieren wegen der geringeren Austrittsarbeit mehr Elektronen in den Leiter 1 als in entgegengesetzter Richtung. An beiden Grenzschichten entstehen gleiche Raumladungen.
b) Bei Erwärmung der Grenzschicht 1 entsteht hier wegen der größeren Diffusion eine höhere Raumladung als an Grenzschicht 2. An den Leiterenden ist eine Thermospannung nachweisbar.

nung baut ein elektrisches Feld auf, das den *Diffusionsvorgang* begrenzt. Wird die Temperatur der Metalle erhöht, so wachsen Energie und Konzentration der Ladungsträger. Der stärkere Diffusionsvorgang bewirkt eine höhere Spannung am Übergangsgebiet. Der Zusammenhang von Thermospannung und Temperatur ist annähernd linear. Für die bei unserem Experiment verwendeten Metalle Kupfer-Konstantan beträgt die *Thermospannung* im Temperaturbereich bis etwa 100° C 4,2 mV/100 K. Für höhere Temperaturen ist die Thermospannung der Eichkurve auf Bild 20 zu entnehmen.

Mit dem Thermoelement können wir ein einfaches Fernthermometer bauen, das überall dort eingesetzt werden kann, wo relativ hohe Temperaturen auftreten, wie z. B. bei Verbrennungsmotoren oder in der Backröhre des Gas- oder Elektroherdes. Für die Messungen schützen wir das Thermoelement durch eine Glasröhre, deren Ende in einer Gasflamme zugeschmolzen wurde (Bild 21). Damit sich innerhalb des Temperaturfühlers die beiden Thermodrähte nicht berühren, muß wenigstens ein

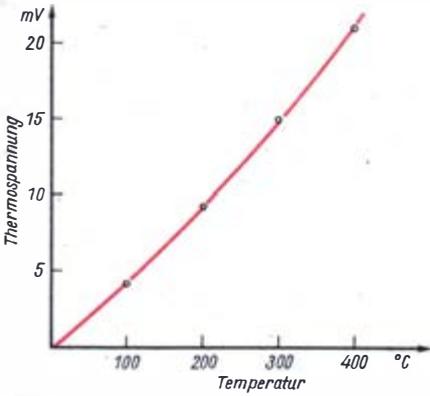


Bild 20. Abhängigkeit der Thermospannung von der Temperatur für ein Thermoelement aus Kupfer und Konstantan

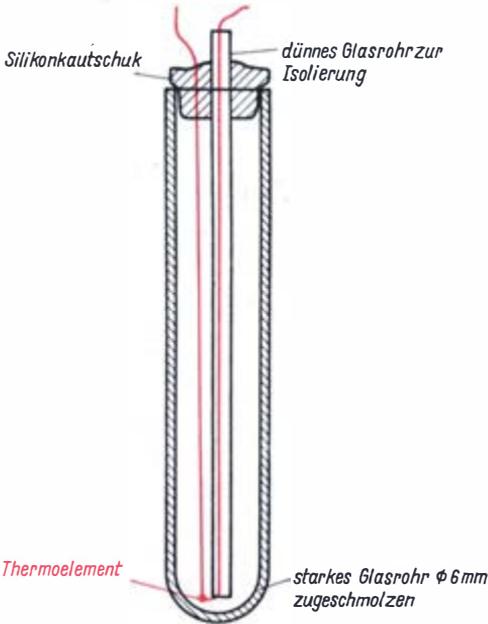


Bild 21. Ein Meßfühler für hohe Temperaturen

Draht hitzebeständig isoliert sein, dazu eignet sich am besten wiederum ein dünneres Glasrohr. Über eine beliebig lange zweiadrige Leitung verbinden wir den Thermofühler mit dem Meßgerät, das wir an einem geeigneten Platz unterbringen. Die Verbindungsleitung darf zwar aus Kupferdraht bestehen, wir müssen jedoch unbedingt darauf achten, daß die Verbindungsstelle von Konstantandraht und Verlängerungsleitung außerhalb des Bereichs höhe-

rer Temperatur liegt. Diese Verbindung stellt ja wiederum ein Thermoelement dar, dessen Spannung der des Temperaturfühlers entgegengesetzt gepolt ist und sie daher verringert. Der Ausschlag des Meßgerätes zeigt also nur die Differenz der beiden Thermospannungen an.

Wir messen Temperaturen mit dem Thermolement

Bei Temperaturmessungen mit dem Thermolement ist einiges zu beachten, das wir am besten im Experiment kennenlernen. Dazu bringen wir den Temperaturfühler in guten Kontakt zur Meßstelle und lesen am Spannungsmesser die Thermospannung ab. Aus der Eichkurve in Bild 20 erhalten wir die dazugehörige Temperaturdifferenz, zu der die Temperatur der anderen Kontaktstelle, im allgemeinen die Raumtemperatur, addiert wird. Für ständige Temperaturmessungen ist das natürlich ein recht umständliches Verfahren, so daß wir möglichst den Vielfachmesser gegen ein Meßinstrument austauschen, das eine in $^{\circ}\text{C}$ geteilte Skale besitzt. Diese Skale stellen wir selbst her. Dabei ist zu beachten, daß es sich bei den für das Thermolement verwendeten Drähten tatsächlich um Kupfer und Konstantan handelt. Da bereits kleine Beimengungen anderer Metalle zu erheblichen Veränderungen der Thermospannung führen, sollten wir, um ganz sicher zu sein, das Thermolement selbst eichen. Dazu wird es, gemeinsam mit einem für den gewünschten Temperaturbereich geeigneten Thermometer, in einem sandgefüllten Metallgefäß erwärmt. Nach einiger Zeit unterbrechen wir die Wärmezufuhr und warten, bis die Temperatur annähernd konstant bleibt, ehe die Temperaturmarkierungen auf der Skala angebracht werden. Den Eichvorgang wiederholen wir mehrmals, um zufällige Meßfehler auszuschalten. Da mit dem Thermolement hohe Temperaturen gemessen werden, nach Abschluß der Eichmessungen zeichnen wir die *Temperaturskala* und kleben sie auf die des Meßinstruments. Da wir an das Thermolement mehrere Meter lange Verbindungsleitungen anschließen können, eignet es sich gut als Fernthermometer.

Unser Fernthermometer hat einige wesentliche Vorzüge. Es ist wegen der wenigen und wenig störanfälligen Teile außerordentlich zuverlässig, es erfordert keine zusätzliche Energiequelle, und es lassen sich damit bei sorgfältiger Herstellung, Eichung und Messung recht genaue Temperaturbestimmungen durchführen. Wegen der sehr geringen Thermospan-

nung versagt es jedoch, wenn damit geringe Temperaturunterschiede gemessen werden sollen. In diesen Fällen ist es erforderlich, die Thermospannung zu verstärken, um die gewünschte Genauigkeit bzw. höhere Auflösung der Skala zu erreichen. Dem Problem der Verstärkung der Signalspannungen werden wir uns daher im folgenden Abschnitt zuwenden.

Wir lernen den Meßverstärker kennen

Der Transistor verstärkt elektrische Signale

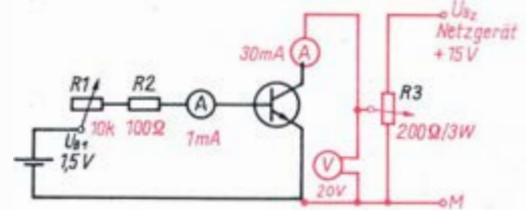
Als Verstärkerbauelement stehen uns Transistoren in unterschiedlicher Ausführung und mit auf den ersten Blick verwirrenden Typenbezeichnungen zur Verfügung. Leider haben sich in den verschiedenen Ländern die Hersteller nicht auf einen einheitlichen Bezeichnungsschlüssel geeinigt. Für die in der DDR hergestellten Transistoren lassen sich aus den Typenbezeichnungen bereits einige Informationen über Art und Anwendungsbereich entnehmen. So verrät der erste Buchstabe das für den Transistor verwendete Halbleitermaterial, S bedeutet Silizium, G – Germanium. Für die Anwendungen merken wir uns, daß npn-Transistoren stets mit positiver, pnp-Transistoren stets mit negativer Kollektor- und Basisspannung zu betreiben sind. Der zweite Buchstabe der Typenbezeichnung gibt Auskunft über die Anwendungsmöglichkeit des Transistors. Es bedeuten:

- C Niederfrequenzverstärkung mit geringer Leistung
- D Niederfrequenzverstärkung mit großer Leistung
- F Hochfrequenzverstärkung
- S Anwendung als elektronischer Schalter
- M MOS-FET (Abk. für **M**etall-**O**xid-**S**emiconductor-**F**eld-**E**ffekt-**T**ransistor)

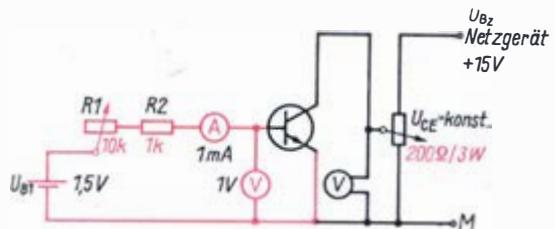
Bei dem letztgenannten Typ handelt es sich um einen *Unipolartransistor*, bei dem nur eine Art von Ladungsträgern – *Elektronen* oder *Defektelektronen* – am *Leitungsmechanismus* beteiligt ist. Diese Technologie eignet sich besonders für die Herstellung von *integrierten Schaltkreisen* mit sehr hoher Bauelementedichte, wie sie in Mikroprozessoren sowie Rechner- und Uhrenschaltkreisen erforderlich ist.

Wir werden uns zunächst mit Si-npn-Transistoren vertraut machen. Die dabei erworbenen Kenntnisse lassen sich dann auf pnp-Typen oder auch Ge-Transistoren übertragen. Zunächst nehmen wir die Kennlinien des Transistors SF 123 (TUN) oder eines entsprechenden Transistors zweiter Wahl auf. Wir untersuchen experimentell, wie der *Kollektorstrom* I_C von der *Kollektor-Emitter-Spannung* U_{CE} abhängt. Der Kollektorstrom wird sehr stark vom *Basissstrom* I_B beeinflusst. Daher müssen wir die Messungen bei verschiedenen Werten des Basisstromes wiederholen. Unsere Versuchsplanung ergibt eine Meßschaltung, wie sie in Bild 22 dargestellt ist.

Bild 22. Meßschaltungen zur Aufnahme der Kennlinie eines npn-Transistors:



a) Ausgangskennlinie,



b) Eingangskennlinie

2. Elektronisches Messen nichtelektrischer Größen

Als nächstes überlegen wir, wie der Aufwand an Meßgeräten verringert und der Versuch mit einem Meßgerät durchgeführt werden kann. Dabei müssen wir allerdings größere Meßfehler in Kauf nehmen. Zunächst kann auf die Messung der Kollektorspannung verzichtet werden, wenn wir durch die Reihenschaltung mehrerer bekannter Widerstände einen festen Spannungsteiler herstellen. Die Teilspannungen, die wir vor der eigentlichen Kennlinienaufnahme eintragen, werden sich bei Belastung durch den Transistor ein wenig ändern. Dieser systematische Meßfehler wird klein, wenn wir dafür sorgen, daß der Querstrom durch die Teilwiderstände (Verwendung möglichst kleiner Widerstandswerte) größer als der Kollektorstrom ist. Im Beispiel ist der Querstrom doppelt so groß wie I_{Cmax} . In Bild 23 ist eine geeignete Widerstandsstufung angegeben. An den Spannungsteiler wird die un-stabilisierte Spannung des Netzgerätes von etwa 16 V angelegt.

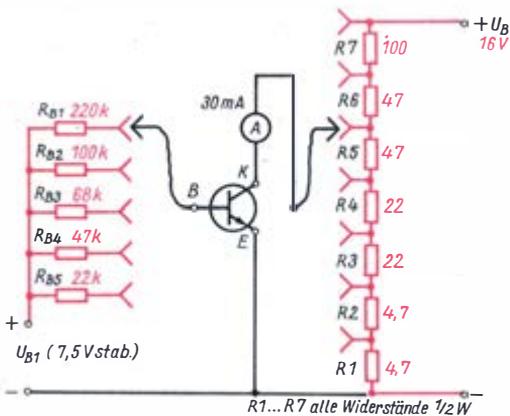


Bild 23. Bei dieser Meßschaltung genügt ein Meßgerät

Ähnlich können wir vorgehen, um auf die Messung der Basisströme zu verzichten. Als Basisspannungsquelle verwenden wir die stabilisierte Spannung des Netzgerätes. Zwischen Basisanschluß und Spannungsquelle schalten wir nacheinander verschiedene Basisvorwiderstände R_B , deren Werte sich nach der Formel

$$R_B = \frac{U_o - U_{BE}}{I_B}$$

berechnen. Hierbei ist $U_o = U_{B1}$ die stabilisierte Spannung des Netzgerätes und U_{BE} die

Basis-Emitterspannung, für die wir annähernd den Wert 0,6 V einsetzen können. Die Basisströme sollten im Bereich von 0 bis etwa $500 \mu A$ liegen. Da nicht alle Widerstandswerte in der Normreihe enthalten sind, müssen wir von den vorhandenen Widerständen und der tatsächlich gemessenen Spannung ausgehen und hieraus die Stromwerte berechnen.

Nach der Vorbereitung beginnt die Kennlinienaufnahme. Wir schalten zunächst den größten Basisvorwiderstand ein und untersuchen bei konstantem Basisstrom die Abhängigkeit des Kollektorstromes von der Kollektor-Emitterspannung und tragen die Meßwerte in das Koordinatensystem ein. Die Messungen werden für alle anderen Werte des Basisstromes wiederholt. Damit erhalten wir das Ausgangskennlinienfeld des Transistors (Bild 24). Es ist zu erkennen, daß die Kollektorspannung nur einen geringen Einfluß auf den Kollektorstrom hat. Hingegen führt eine Änderung des Basisstromes zu großen Änderungen des Kollektorstromes. Die bei den verschiedenen Basisströmen gemessenen Kollektorströme können wir bei einer bestimmten Kollektorspannung, z. B. $U_{CE} = 6 V$, im Ausgangskennlinienfeld ablesen. Die damit erhaltenen Wertepaare tragen wir in den zweiten Quadranten des Koordinatensystems ein und gewinnen so ohne Messung die Steuerkennlinie des Transistors. Aus ihr können wir den *Stromverstärkungsfaktor*

$$B = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

ablesen. Eine Erhöhung des Basisstromes um $\Delta I_B = 0,2 \text{ mA}$ führt in unserem Beispiel zu einer Zunahme des Kollektorstromes um $\Delta I_C = 10 \text{ mA}$. Die Stromänderungen verhalten sich daher wie $B = \frac{10 \text{ mA}}{0,2 \text{ mA}} = 50$. Transistoren,

auch des gleichen Typs, unterscheiden sich im Stromverstärkungsfaktor B recht stark. Sie werden daher in Stromverstärkungsgruppen eingeteilt, die durch einen hinter der Typenbezeichnung gesetzten Buchstaben gekennzeichnet sind. (Für Si-Transistoren gilt Tabelle 4 im Anhang.)

Für unsere Betrachtungen fehlt noch eine dritte Kennlinie, die das Verhalten des Transistors am Eingang, d. h. zwischen Basis und Emitter, erkennen läßt. Bei der Aufnahme der *Eingangskennlinie* wird mit dem Meßgerät die

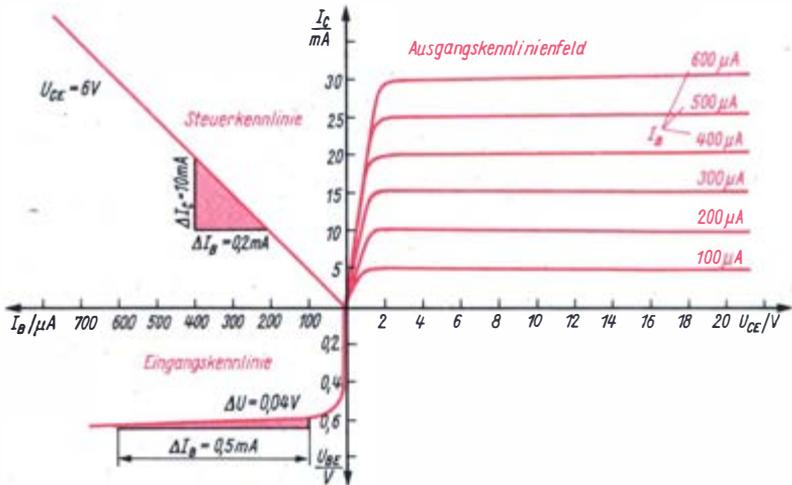


Bild 24. Kennlinienfeld eines Si-npn-Transistors

Spannung U_{BE} gemessen. Die Basisströme sind durch die Vorwiderstände vorgegeben (Bild 22b). Die Basisspannungen, die sich beim Vorschalten der verschiedenen Vorwiderstände einstellen, werden bei einer konstanten Kollektorspannung von $U_{CE} = 6\text{ V}$ gemessen. Die Meßwerte tragen wir in den dritten Quadranten des Koordinatensystems ein.

Wir erkennen in der Eingangskennlinie die Kennlinie einer Diode in Durchlaßrichtung. Durch die Basisspannung ist der np-Übergang zwischen Basis und Emitter in Durchlaßrichtung geschaltet. Aus der dritten Kennlinie läßt sich der *Eingangswiderstand* des Transistors ablesen. Wir zeichnen dazu eine kleine Änderung der Basisspannung ΔU_{BE} ein und bestimmen die dadurch verursachte Änderung des Basisstromes ΔI_B . Den Eingangswiderstand erhalten wir aus dem Verhältnis dieser beiden Änderungen

$$R_E = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \approx \frac{0,04\text{ V}}{0,5\text{ mA}} = 80\ \Omega$$

Es ist zu erkennen, daß der so ermittelte Wert stark davon abhängt, an welcher Stelle der Kennlinie R_E bestimmt wird. Für unsere weiteren Experimente ist das *Ausgangskennlinienfeld* am wichtigsten. An ihm läßt sich die *Verstärkerwirkung* des Transistors überschauen und diskutieren. Mit dem Transistor wollen wir Signale, d. h. Spannungen, verstärken. Eine Spannungsverstärkung kann jedoch nur erreicht werden, wenn in den Kollektorstrom-

kreis des Transistors ein *Arbeitswiderstand* R_a eingeschaltet ist (Bild 25). Durch ihn teilt sich die konstante Betriebsspannung U_B in zwei Anteile auf. Es ist

$$U_{CE} + I_C R_a = U_B \text{ oder } U_{CE} = U_B - I_C R_a.$$

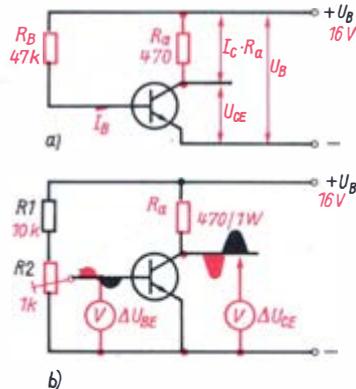


Bild 25. Transistor mit Arbeitswiderstand – unsere erste Verstärkergrundschaltung:
a) Stromlaufplan,
b) Prinzip der Spannungsverstärkung

Die grafische Darstellung dieser Abhängigkeit der Kollektorspannung vom Kollektorstrom $U_{CE}(I_C)$ zeichnen wir als *Arbeits- oder Widerstandsgerade* in das Ausgangskennlinienfeld ein. Wir betrachten das an einem Beispiel. Es soll der Transistor mit der instabilisierten Betriebsspannung von $U_B = 16\text{ V}$ arbeiten und der Arbeitswiderstand $R_a = 470\ \Omega$ verwendet

werden. Die Widerstandsgerade verläuft dann durch die beiden Achsenpunkte

$$U_{CE\max} = U_B = 16 \text{ V und}$$

$$I_{C\max} = \frac{U_B}{R_a} = 34 \text{ mA.}$$

Damit können wir vorhersagen, welche Verhältnisse für Strom und Spannung bei einem beliebigen Basisstrom eintreten. Beispielsweise fließt bei einem Basisstrom von $I_B = 300 \mu\text{A}$ ein Kollektorstrom von $I_C = 15 \text{ mA}$.

Dieser würde am Arbeitswiderstand den Spannungsabfall von $I_C R_a = 7,1 \text{ V}$ hervorrufen, so daß die Kollektorspannung nur noch $U_{CE} = (16 - 7,1) \text{ V} \approx 8,9 \text{ V}$ beträgt. Zur Bestätigung unserer Überlegung schalten wir in den Basisstromkreis einen Widerstand ein, der gerade so groß ist, daß der von uns als Beispiel gewählte Basisstrom von $300 \mu\text{A}$ fließt. Sein Wert muß

$$R_B = \frac{U_B - U_{BE}}{I_B} = 51 \text{ k}\Omega$$

betragen. Falls der Wert nicht zur Verfügung steht, können wir auch den Wert $47 \text{ k}\Omega$ nehmen. Durch Messungen der Kollektorspannung überzeugen wir uns davon, daß die Lage des *Arbeitspunktes* mit der in Bild 26 übereinstimmt. Damit haben wir gleichzeitig das ein-

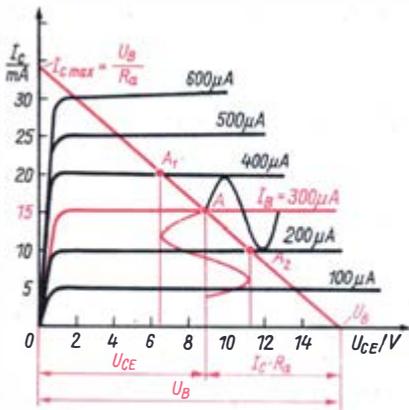


Bild 26. Kennlinienfeld des Transistors mit Arbeitswiderstand

fachste Verfahren kennengelernt, den Arbeitspunkt in einer gewünschten Lage im Kennlinienfeld einzustellen.

Um uns die Verstärkerwirkung klarzumachen, ersetzen wir den festen Basiswiderstand durch einen veränderbaren Basisspannungsteiler (Bild 25b). Mit dem Meßgerät wird die Lage des Arbeitspunktes kontrolliert, den wir zunächst etwa in der Mitte der Widerstandsgeraden einstellen. Erzeugen wir mit dem Potentiometer R_2 eine geringe Basisspannungsveränderung von $\Delta U_{BE} = 0,1 \text{ V}$, dann können wir am Kollektor eine wesentlich größere Spannungsänderung beobachten. Ein Vergleich der erzeugten Kollektorspannungsänderung mit der verursachenden Basisspannungsänderung ergibt die *Spannungsverstärkung*

$$V_u = \frac{\Delta U_{CE}}{\Delta U_{BE}}$$

Wenn wir das Experiment mit einem größeren Arbeitswiderstand $R_a = 1 \text{ k}\Omega$ wiederholen, **werden** wir feststellen, daß die gleiche Änderung der Basisspannung eine noch größere Schwankung der Kollektorspannung verursacht. Die Spannungsverstärkung wächst also mit dem Arbeitswiderstand, wobei jedoch kein linearer Zusammenhang besteht.

Eine weitere wichtige Erkenntnis können wir aus dem Experiment gewinnen, wenn wir auf die Richtung der Spannungsänderung achten. Eine Erhöhung der Basisspannung führt zwar zu einer Erhöhung des Kollektorstromes, jedoch zu einer Verringerung der Kollektorspannung. Basisspannung und Kollektorspannung ändern sich also entgegengesetzt, man sagt gegenphasig. Zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung einer Verstärkerstufe besteht eine *Phasenumkehr* bzw. die Phasenverschiebung 180° . Allerdings tritt die Phasenumkehr nur auf, wenn der Arbeitswiderstand in der Kollektorleitung liegt und der Emitter für den Eingang und Ausgang des Verstärkers den gemeinsamen Anschluß darstellt. Man nennt diese am häufigsten verwendete Schaltungsart die *Emitterschaltung*.

Wir experimentieren mit unserem ersten Meßverstärker

Durch die Experimente des vorangegangenen Abschnitts haben wir erfahren, was ein Verstärker ist und wie er arbeitet. Wir wissen, daß durch einen Transistor kleine Spannungsänderungen verstärkt werden können, wenn sie als

Basisspannung zur Steuerung des Kollektorstromes verwendet werden. Es liegt nahe, die recht geringe Thermospannung des Temperaturfühlers durch einen Transistor so zu verstärken, daß auch geringe Temperaturunterschiede meßbar sind. Dazu müssen wir der festen Basisvorspannung die temperaturabhängige Thermospannung überlagern. Den Arbeitspunkt stellen wir nicht, wie bei der Verstärkergrundschaltung, durch einen Basisvorwiderstand ein, sondern wir verwenden einen Spannungsteiler (Bild 27). Der untere Teilwi-

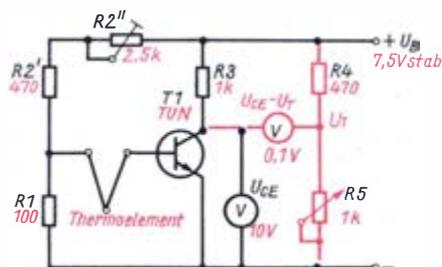


Bild 27. Der erste Meßverstärker für die Spannung

derstand muß so groß sein, daß an ihm gerade die erforderliche Basisspannung entsteht, die wir aus dem Eingangskennlinienfeld mit etwa $U_{BE} = 0,6 \text{ V}$ ermitteln. Wenn der Querstrom I_q , der durch den Spannungsteiler fließt, größer als der gewünschte Basisstrom ist, können wir die Belastung des Spannungsteilers durch den Transistor vernachlässigen. Das vereinfacht die Rechnung. Wir wählen $I_q = 6 \text{ mA}$. Dann wird

$$R_1 \approx \frac{U_{BE}}{I_q} = \frac{0,6 \text{ V}}{6 \text{ mA}} = 100 \Omega.$$

Am anderen Teilwiderstand fällt die Spannung $U_C - U_{BE}$ ab. Für ihn gilt $R_2 \approx \frac{U_C - U_{BE}}{I_q}$. Sein

Wert hängt von der verwendeten Betriebsspannung ab. Um kleinere Toleranzen ausgleichen zu können, teilen wir R_2 in einen festen Widerstand und einen Stellwiderstand auf. Der errechnete Wert soll zwischen dem möglichen Maximal- und Minimalwert liegen.

Das Thermoelement wird als zusätzliche Spannungsquelle zwischen Abgriff am Spannungsteiler und Basisanschluß gelegt. Der Ar-

beitswiderstand beträgt $R_a = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$. Die Schaltung erproben wir auf der Experimentierplatte und schließen sie an die stabilisierte Spannung an. Mit dem Stellwiderstand verändern wir die Lage des Arbeitspunktes, bis ungefähr eine Kollektorspannung von $U_{CE} = 3 \text{ V}$ gemessen wird. Wenn wir die Kontaktstelle am Thermoelement mit der heißen Lötkolbenspitze berühren, ist am Meßgerät eine Änderung der Kollektorspannung zu beobachten. Die Kollektorspannungsänderung ist allerdings recht klein. Wir müssen daher das Problem lösen, die Spannungsänderungen mit einem empfindlichen Meßbereich anzuzeigen, ohne daß die hohe Kollektorruhespannung das Meßgerät überlastet. Diese Aufgabe erfüllt die *Brückenschaltung*. Mit einem zweiten Widerstand R_4 und einem Potentiometer erzeugen wir aus der Betriebsspannung eine Teilspannung $U_T = U_{CE}$. In diesem Fall zeigt das Meßgerät, das wir zwischen Potentiometerabgriff und Kollektor schalten, keine Spannung an, und es kann ein empfindlicherer **Meßbereich** am Vielfachmesser gewählt werden. Das Meßgerät dient nur zum Vergleich der beiden Spannungen. Erwärmen wir das Thermoelement, dann zeigt sich nun ein größerer Zeigerausschlag. Schlägt das Meßgerät nach der falschen Seite aus, vertauschen wir die Anschlüsse. Das Problem ist damit gelöst. Mit dem Transistor wurde die Empfindlichkeit des Fernthermometers so weit erhöht, daß auch geringe Temperaturdifferenzen gut und genau meßbar sind. Bei einer kritischen Analyse des Verhaltens unserer Meßanordnung werden wir noch einen Mangel feststellen: Der Zeiger des Meßgerätes schwankt, scheinbar ohne Ursache, um die Nullage. Diese Schwankungen können sogar größer sein als der durch Temperaturänderung verursachte Ausschlag des Meßgerätes. Eine präzise Messung erscheint daher kaum möglich.

Um die Ursachen dieser *Nullpunktwanderung* zu ergründen, berühren wir den Transistor mit dem Finger. Das Ergebnis ist überzeugend. Die starke Temperaturabhängigkeit des Kollektorstromes ist schuld an der Unstabilität der Schaltung. Damit ist auch unsere nächste Aufgabe formuliert: Wir müssen eine Möglichkeit finden, den Einfluß der Temperaturabhängigkeit des Halbleitermaterials zu kompensieren.

Der Differenzverstärker arbeitet temperaturstabil

Da die Temperaturabhängigkeit des Kollektorstromes selbst nicht zu vermeiden ist, bleibt nur der Weg, sie zu kompensieren. Das ist möglich, wenn in der Versuchsschaltung anstelle des Brückenzweiges R_4/R_5 ein zweiter Verstärkertransistor T_2 in die Schaltung eingefügt wird (Bild 28). Die Basisspannung von T_2 wird mit dem Basisspannungsteiler R_6/R_7 fest eingestellt, während sich die Basisspannung von T_1 um den Wert der Thermospannung ändert. Wenn sich die Transistoren in der Schaltung erwärmen, steigen beide Kollektorströme, und das Brückengleichgewicht bleibt erhalten. Voraussetzung dafür ist, daß beide Transistoren annähernd gleichen Stromverstärkungsfaktor und gleiche Gehäusetemperatur aufweisen. Um ersteres zu gewährleisten, suchen wir aus unseren Beständen zwei Transistoren mit gleichem Stromverstärkungsfaktor B heraus. Die gleiche Gehäusetemperatur wird durch guten thermischen Kontakt beider Transistoren gewährleistet. Dazu wird ein 3 bis 4 mm starker Aluminiumstreifen (20 mm x 30 mm) zu einem Winkel gebogen, der außer zwei Befestigungslöchern zwei Bohrungen zur Aufnahme der Transistoren erhält (Bild 28b). Da die Gehäuse der verwendeten Transistoren mit den Kollektoren verbunden sind, würde durch das Al-Blech ein Kurzschluß zwischen den Transistoren entstehen. Wir umwickeln daher die Transistorgehäuse mit einem Streifen Isolierfolie und erweitern die Bohrungen, so daß die isolierten Transistoren straff hineinpassen. Zur Sicherheit kontrollieren wir anschließend, ob wirklich keine leitende Verbindung zwischen den Gehäusen der Transistoren entstanden ist. Die Brückenschaltung von zwei Transistoren auf Bild 28a ist die Vorstufe für den eigentlichen *Differenzverstärker*.

Der Differenzverstärker — eine vielseitig anwendbare Schaltung

Vor der Anwendung des Differenzverstärkers im Experiment müssen jedoch Funktion und Arbeitsweise geklärt werden, damit wir seine vorteilhaften Eigenschaften auch voll nutzen können. Die Anwendungsmöglichkeiten des

Differenzverstärkers gehen weit über die des Meßverstärkers hinaus. Wenn wir die Brückenschaltung von Bild 28 durch einen in die gemeinsame Emitterleitung eingefügten Widerstand oder dritten Transistor T_3 ergänzen, erhalten wir einen *Differenzverstärker* (Bild 29).

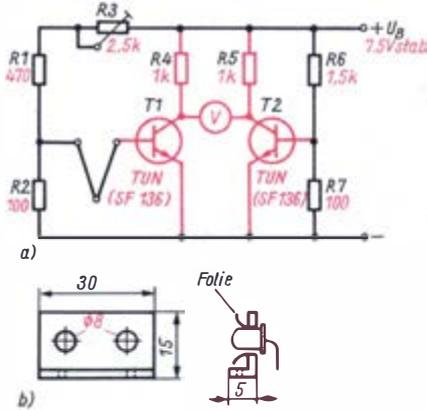


Bild 28. Ein zweiter Transistor verbessert das Verhalten des Meßverstärkers:
a) Stromlaufplan,
b) thermisches Kontaktblech

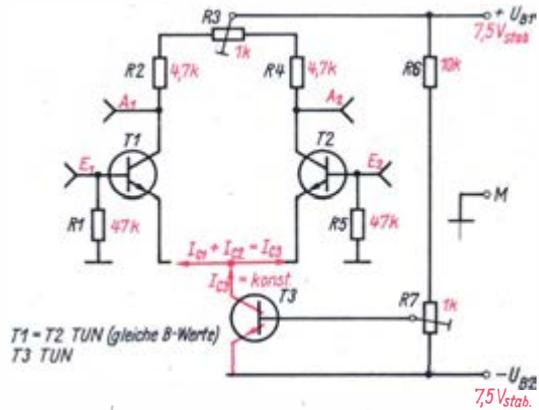


Bild 29. Stromlaufplan eines Differenzverstärkers

Der Transistor T_3 hat die Aufgabe, für T_1 und T_2 einen konstanten Emitterstrom zu liefern. Aus dem Ausgangskennlinienfeld eines Transistors können wir ersehen, daß besonders im Bereich geringer Kollektorströme und oberhalb der Restspannung, auch bei großen Änderungen der Kollektorspannung, der Kollektorstrom annähernd konstant bleibt. Dadurch ist ein Transistor in der Lage, als *Konstantstromquelle* zu wirken.

Wie sich das Einfügen einer Konstantstromquelle auf das Verhalten des als Brücke geschalteten Verstärkers auswirkt, untersuchen wir im Experiment. Wir bauen die Schaltung auf der Experimentierplatte auf. Als Betriebsspannung benötigen wir erstmalig beide stabilisierten Spannungen des Netzgerätes. Die Verbindung beider Spannungsquellen ist das Bezugspotential, von dem aus die beiden Spannungen entgegengesetzte Polung aufweisen. Wir bezeichnen den Verbindungspunkt als *Massepunkt*. Der Transistor T_3 erhält durch R_7 seine Basisspannung. Wir stellen damit den Kollektorstrom so ein, daß die Kollektor-Emitterspannung von T_3 etwa 3 V beträgt. Für die weiteren Untersuchungen benötigen wir eine Signalspannung von etwa 10 mV. Wir erzeugen sie mit einem Spannungsteiler $47\text{ k}\Omega/100\ \Omega$ aus einer Flachbatterie 3 R 12. Diese Spannung legen wir nacheinander zwischen Massepunkt und Basis von T_1 bzw. von T_2 und beobachten die Kollektorspannungen der beiden Transistoren. Dabei läßt sich folgendes feststellen:

1. Wird an die Basis von T_1 (Eingang 1) eine positive Signalspannung gelegt, so erhöht sich der Kollektorstrom von T_1 , wodurch die Kollektorspannung U_{C1} absinkt (Spannung A 1 gegen Masse).
2. Die Stromerhöhung in T_1 kann wegen des konstanten Gesamtstromes (erzeugt durch T_3) nur auf Kosten des Kollektorstromes von T_2 erfolgen, wodurch gleichzeitig U_{C2} ansteigt (Spannung A 2 gegen Masse).
3. Legen wir die Signalspannung an den Eingang 2, so vertauschen sich die Verhältnisse wegen der Symmetrie der Schaltung.
4. Wird an beide Eingänge gleichzeitig eine positive Spannung angelegt (man bezeichnet das als Gleichaktansteuerung), so ändert sich die Kollektorspannung an T_1 und T_2 nur wenig. Es tritt die *Gleichtaktunterdrückung* auf. Dieses Verhalten können wir in einem Experiment leicht überprüfen, indem für die jeweilige Schleiferstellung an R_2 die Spannungen an A_1 und A_2 gemessen werden (Bild 30).
5. Liegt die Signalspannung nicht zwischen Masse und Eingang, sondern zwischen beiden Eingängen, so erhöht sich die Kollektorspannung des einen Transistors; die des anderen verringert sich. Die Spannungsänderung zwischen den beiden Kollektoren oder Ausgängen ist dann doppelt so groß.

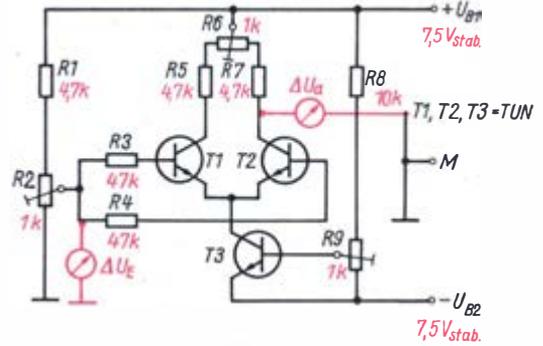


Bild 30. Experimenteller Nachweis der Gleichtaktunterdrückung

Der Differenzverstärker zeichnet sich also dadurch aus, daß er Signalspannungen, die mit unterschiedlicher Polarität an beiden Eingängen anliegen, verstärkt. Dagegen werden Spannungen, die mit gleicher Polarität auf beide Eingänge wirken, weitgehend unterdrückt.

Noch eine letzte Beobachtung wollen wir festhalten, ehe die Experimente mit der Differenzstufe beendet sein sollen. Wenn wir den Kollektor von T_2 (A2) als Ausgang des Verstärkers betrachten, dann können wir feststellen, daß eine positive Signalspannung am Eingang E 1 zu einer positiven Spannungsänderung am Verstärkerausgang führt (Bild 31). Es tritt keine Umkehrung der Signalpolarität ein. Eingang E 1 wird daher als der *nichtinvertierende Eingang* des Verstärkers bezeichnet. Hingegen sind die Polaritäten der Spannungen am Eingang E 2 und Ausgang A 2 stets entgegengesetzt oder invertiert. Eingang E 2 ist daher der invertierende Eingang.

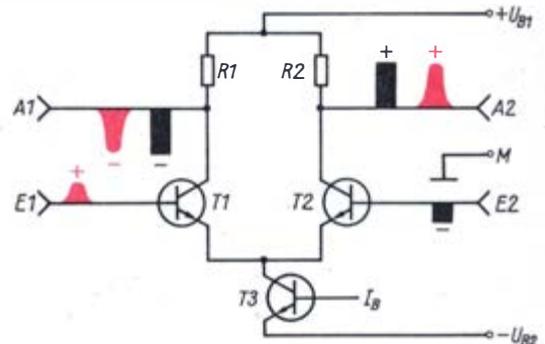


Bild 31. Wir untersuchen das Verhalten einer Differenzverstärkerstufe

Nach diesen grundlegenden Experimenten wollen wir nun endlich die Eignung des Differenzverstärkers für die elektronische Temperaturmessung erproben. Dazu schließen wir das Thermoelement an beide Verstärkereingänge (E 1, E 2) und den Spannungsmesser an beide Ausgänge (A1/A2). Der Vielfachmesser ist auf den Meßbereich 3 V geschaltet. Falls durch Unsymmetrie der beiden Transistoren das Meßgerät einen kleinen Ausschlag zeigt, versuchen wir, ihn mit dem Nullpunktregler R_9 zu kompensieren. Bei Erwärmung des Thermoelements erhalten wir einen deutlichen Ausschlag. Hingegen verursacht die Erwärmung der Transistoren T_1 und T_2 keine nennenswerten Nullpunktschwankung mehr. Auch nach längerer Betriebsdauer werden kaum Veränderungen in der Anzeige eintreten. Der Differenzverstärker zeichnet sich also durch Stabilität und Unempfindlichkeit aus.

Wir fertigen die erste Leiterplatte an

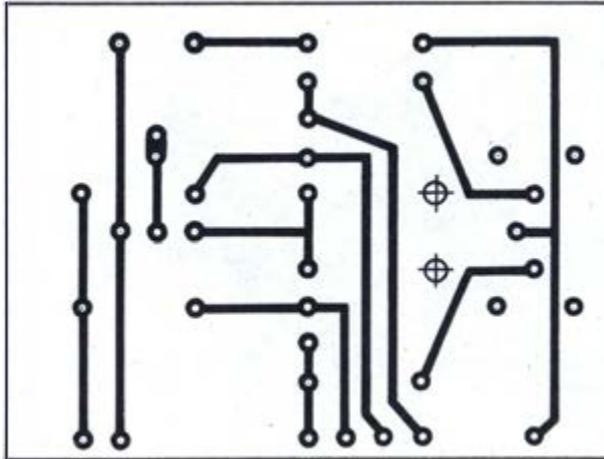
Nachdem die Schaltung des Signalverstärkers auf der Experimentierplatte erprobt wurde, können wir mit dem praktischen Aufbau des Fernthermometers beginnen. Wir fertigen zunächst die Leiterplatte an. Ein Stück kupferkaschiertes Material wird auf die erforderliche Größe geschnitten und anschließend die Kupferschicht sorgfältig mit Scheuerpulver gereinigt. Dann übertragen wir die *Leiterplattenzeichnung* auf die Kupferfläche. Die Lötäugen werden mit Hilfe von Kohlepapier oder einer Nadel markiert und danach die Lötäugen und Leiterbahnen mit Abdecklack gezeichnet. Mit dem Ätzvorgang beginnen wir erst dann, wenn die Farbe gut getrocknet ist, was sich durch leichtes Erwärmen beschleunigen läßt. Als Ätzmittel sollte nur noch in Ausnahmefällen Eisen-III-Chlorid verwendet werden, weil die verbrauchten Lösungen in das Abwasser gelangen und die Umwelt belasten. Günstiger ist das dem käuflichen Ätzsatz beigegebene Ammoniumpersulfat, bei dessen Anwendung wir allerdings eine längere Ätzzeit in Kauf nehmen müssen. Lösungsvorschrift und Ätzvorgang sind im Gebrauchshinweis beschrieben, der dem Ätzsatz beigegefügt ist.

Nach dem Ätzvorgang wird die Leiterplatte sorgfältig gespült und die Farbe, falls es sich nicht um den lötbaren Abdecklack aus dem

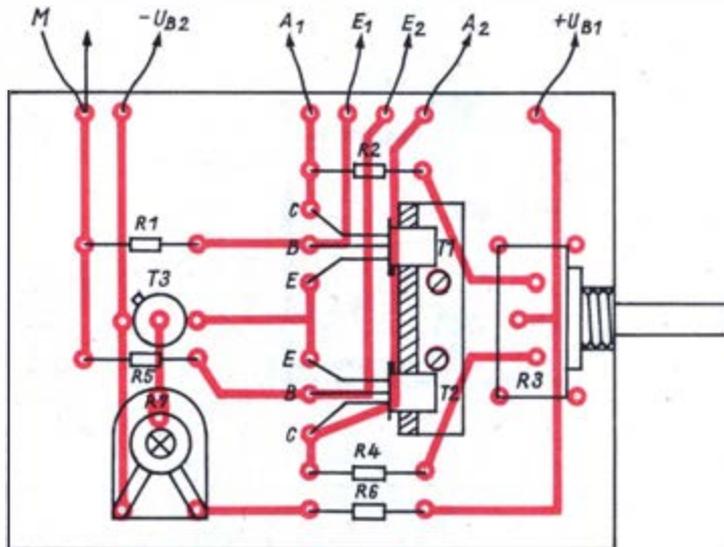
Ätzsatz handelt, durch Lösungsmittel entfernt. Um das Oxidieren der Kupferschicht zu vermeiden, tragen wir in Spiritus gelöstes Kolophonium auf. Nun werden die Löcher für die Bauelemente leicht angeköhnt und gebohrt (\varnothing 1 mm). Danach bestücken wir die Leiterplatte mit den auf der Experimentierplatte erprobten Bauelementen (Bild 32) und löten die Anschlußdrähte nach Kürzung auf die erforderliche Länge sauber und unter reichlicher Verwendung von Kolophonium an. Die fertige Leiterplatte für das Fernthermometer ist auf Bild 33 zu sehen. Die weitere Gestaltung des Gerätes hängt davon ab, welche Aufgabe es erfüllen soll. Ist es für einen festen Einsatzort, etwa im Haushalt, im Betrieb oder in der Schule, vorgesehen, dann ist es ratsam, ein passendes Gehäuse anzufertigen. Die Gehäusemaße sind in erster Linie von der Größe des Meßinstruments abhängig. Da wir das bereits gebaute Netzgerät für weitere Experimente benötigen, müssen wir noch das Problem der Spannungsversorgung für das Temperaturmeßgerät klären. Wegen des geringen Energiebedarfs stellen zwei in Reihe geschaltete Flachbatterien 3 R 12 eine durchaus vertretbare Lösung dar. Ist das Fernthermometer für Dauerbetrieb vorgesehen, dann wird es günstiger sein, ein Netzgerät dafür anzufertigen. Der Stromlaufplan entspricht dem des Labornetzgerätes von Bild 15. Die Bauelemente sind schwächer dimensioniert (Bild 34). Es genügt ein wesentlich kleinerer und damit billigerer Transformator. Sehr gut eignen sich die für Antennenverstärker eingesetzten Kleintransformatoren mit der Kerngröße 30 mm \times 50 mm und der Sekundärspannung $U_s = 8 V_{\text{eff}}$. Auch an den Gleichrichter- und Z-Dioden können wir sparen. Wird die Schaltung für den Z-Diodenstrom $I_z = 30 \text{ mA}$ dimensioniert, können wir anstelle der Leistungsdioden die wesentlich kleineren und billigeren Planardioden im Glas- oder Kunststoffgehäuse einsetzen. Als Gleichrichterdioden eignen sich die Typen SAY 12 bis SAY 18, während als Z-Dioden die Typen SZX 18/6,8, SZX 19/7,5 oder SZX 21/7,5 verwendbar sind.

Natürlich müssen wir den Vorwiderstand unter Berücksichtigung der kleineren Gleichspannung und des geringeren Z-Diodenstromes neu berechnen. Der Berechnungsweg ist uns bekannt. Die geringe Belastung des Netzteils erlaubt es, auch bei den Lade- und Siebkon-

Bild 32. Leiterplatte für das elektronische Fernthermometer:



a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

densatoren mit kleineren Kapazitätswerten ($470 \mu\text{F}/15 \text{ V}$) auszukommen, zumal der Differenzverstärker für Brummspannungen sehr unempfindlich ist. So bereitet es keine Schwierigkeiten, das Fernthermometernetzteil auf einer Leiterplatte unterzubringen (Bild 35), die in ihrer Größe mit der für den Verstärkerteil verwendeten übereinstimmt. Beide Leiterplatten werden mit Schrauben und Abstandbolzen zu einer Einheit zusammengefaßt und finden in einem kleinen Kunststoffgehäuse Platz (Bild 36). An der Frontplatte befinden sich

Meßgerät, Nullpunktregler und Netzschalter. Das flexible, zweiadrigte Verbindungskabel für das Thermoelement wird direkt an der Leiterplatte angelötet. Wesentlich einfacher kann der Aufbau des Gerätes sein, wenn es beispielsweise dazu dienen soll, die Temperatur des Motors eines Kraftfahrzeuges zu kontrollieren. Bei dieser Anwendung wird die Leiterplatte an einer geschützten Stelle untergebracht und eine zweiadrigte Verbindung zum Meßgerät hergestellt. Als Spannungsquelle eignen sich in diesem Fall nur Batterien.

2. Elektronisches Messen nichtelektrischer Größen

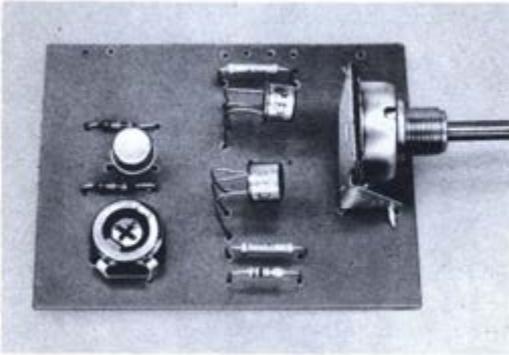


Bild 33. Musteraufbau des Meßverstärkers für das Fernthermometer

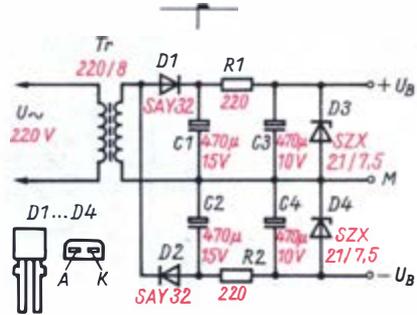
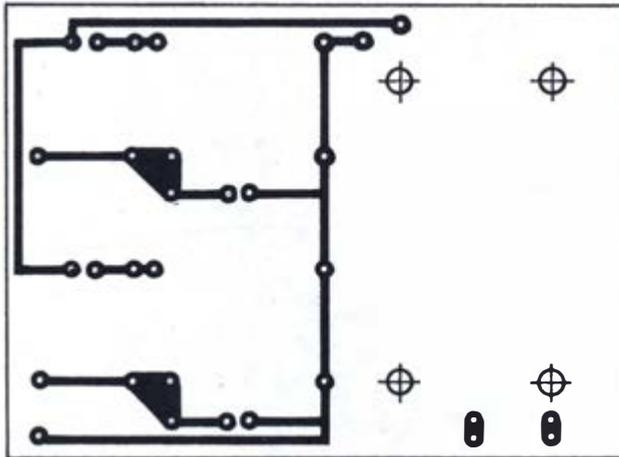
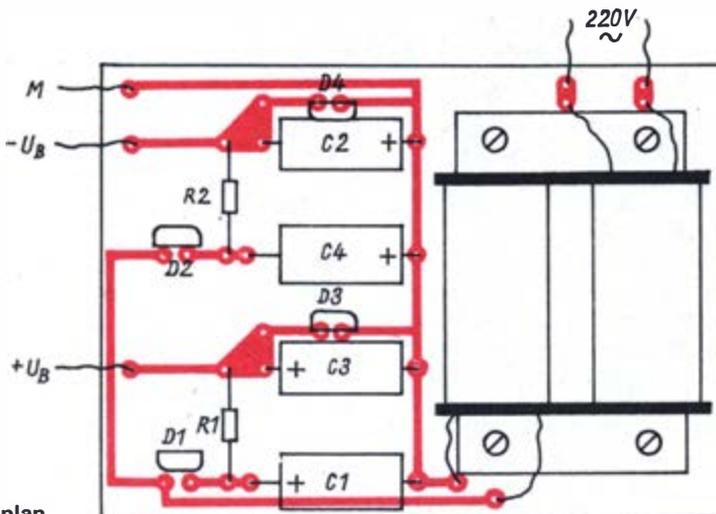


Bild 34. Stromlaufplan des Fernthermometer-Netzteils

Bild 35. Leiterplatte des Fernthermometer-Netzteils:



a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

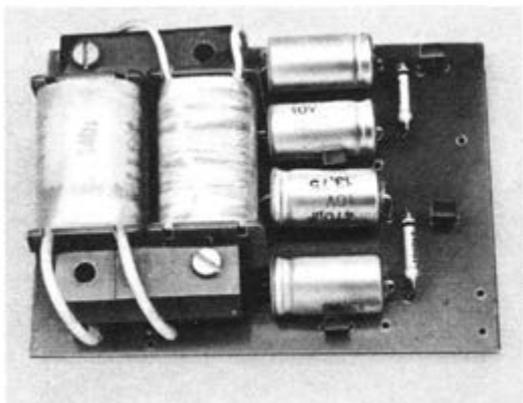


Bild 36. Musteraufbau des Fernthermometer-Netzteils

Der Arbeitspunkt des Transistors T_3 wird vor Inbetriebnahme und Erprobung des Gerätes so eingestellt, daß die Kollektor-Emitterspannung etwa 3 V beträgt. Nach der *Nullpunkt-korrektur* erfolgt die Eichung. Für die Eichung wird ein vereinfachtes Verfahren vorgeschlagen. Wir tauchen den Meßfühler in ein Gefäß mit

siedendem Wasser und lesen den Ausschlag des Meßgerätes ab. Er entspricht der Temperaturdifferenz von Siedepunkt und Zimmertemperatur. Sollte der Ausschlag bereits so groß sein, daß schon unterhalb des beabsichtigten Temperaturmeßbereichs mit Vollausschlag des Meßgerätes zu rechnen ist, so müssen wir die *Anzeigeempfindlichkeit* durch Vorschalten eines Widerstands herabsetzen. Durch einen *Gegenkopplungswiderstand* vom Verstärker-Ausgang (A2) zum invertierenden Verstärkereingang (E2) läßt sich der Verstärkungsfaktor reduzieren und damit der Meßbereich ebenfalls erweitern.

Wenn wir auf der Skala die Temperaturwerte von 100°, 200 °C usw. markieren, müssen wir beachten, daß die Thermospannung mit wachsender Temperatur bei einem Thermoelement aus Kupfer-Konstantan nicht linear zunimmt. Die Skalenwerte müssen sich, wie aus der Eichkurve (Bild 20) abgelesen werden kann, bei 100 °C, 200 °C und 300 °C wie 1 : 2,16 : 3,47 verhalten. Nun steht dem Einsatz des Temperaturmeßgerätes nichts mehr im Wege.

Der elektronische Belichtungsmesser

Jeder Fotoamateur kann von der mühseligen Arbeit ein Klage lied singen, wenn nach dem Urlaub von mehreren Filmen Vergrößerungen herzustellen sind. Besonders Aufnahmen von Motiven, die bei unterschiedlichen Lichtverhältnissen gemacht wurden, unterscheiden sich in ihrer Schwärzung. Es bleibt uns nichts anderes übrig, als immer wieder einen Probeabzug mit gestuften Belichtungszeiten herzustellen, um die jeweils richtige Belichtungszeit zu ermitteln. Sich bei der Bestimmung der Belichtungszeit auf den subjektiven Helligkeitseindruck des Auges zu verlassen hat wenig Sinn, denn das Auge paßt sich den veränderten Lichtverhältnissen stets an; es mißt sozusagen mit unterschiedlicher Empfindlichkeit. Es lohnt sich schon die Überlegung, wie die Bestimmung der erforderlichen Lichtmenge schneller und genauer durchgeführt werden kann. Der Leser wird sicher in der Lage sein, die einzelnen erforderlichen Schritte zur Lösung des Problems selbst anzugeben. Zunächst benötigen wir wieder einen Meßfühler, der die zu messende nichtelektrische Größe,

die *Beleuchtungsstärke*, in ein elektrisches Signal umwandelt. Die so gewonnene Signalspannung muß im allgemeinen noch verstärkt werden. Schließlich muß die Meßanordnung noch geeicht werden.

Die Fotodiode – ein elektronisches Auge

Als *optoelektronische Meßfühler* eignen sich *Fotozellen*, *Fotowiderstände*, *Fotodioden* und *Fototransistoren*. Für unsere Experimente benutzen wir Si-Fotodioden. Der Aufbau einer Fotodiode ist im Bild 37 dargestellt. Auf einem schwach n-leitenden Halbleiterkristall wird eine sehr dünne, lichtdurchlässige, p-leitende Schicht aufgedampft und mit einem Kontakt versehen. Ähnlich wie bei einer gewöhnlichen Halbleiterdiode diffundieren Elektronen aus dem n-Gebiet zum p-Leiter und Defektelektro-nen aus dem p-Gebiet in den n-Leiter. Dadurch verarmt die Grenzschicht zu beiden Seiten an Ladungsträgern, und die Neutralität wird gestört; es bildet sich ein elektrisches

2. Elektronisches Messen nichtelektrischer Größen

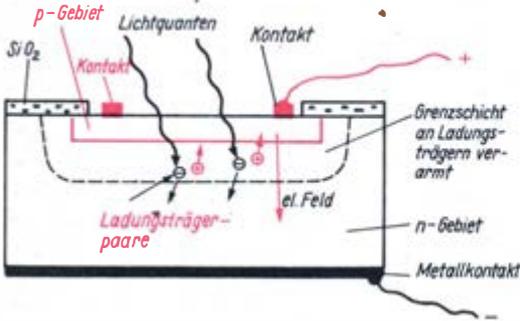


Bild 37. Der Aufbau einer Fotodiode

Feld. Wird an die Diode eine Spannungsquelle angeschlossen, so kann dieses Diffusionsfeld, je nach der Polung der Spannung, verstärkt oder abgebaut werden. Bei Betrieb in Sperrrichtung verhindert das durch die Spannungsquelle verstärkte elektrische Diffusionsfeld einen Stromfluß durch die Diode. Sie weist im unbeleuchteten Zustand einen hohen Sperrwiderstand auf. Werden jedoch in der Grenzschicht durch Wärme oder Licht ursprünglich gebundene Elektronen und Defektelektronen befreit, so saugt das elektrische Feld sie sofort ab, und zwar die Elektronen zum n-Gebiet, die Defektelektronen zum p-Gebiet. Es fließt nun ein Strom, und der Sperrwiderstand der Diode verringert sich. Damit ist klar, daß wir die Fotodiode bei unseren Experimenten stets in Sperrrichtung betreiben.

Wir bauen den optoelektronischen Meßfühler

Der Meßfühler für den Belichtungsmesser soll am Vergrößerungsgerät befestigt werden und die Beleuchtungsstärke des Vergrößerungspapiers bewerten. Dabei muß gesichert sein, daß das direkte Licht der Vergrößerungslampe oder das Streulicht keine Verfälschung des Meßwertes verursacht. Wir bauen daher die Fotodiode in ein PVC-Rohr ein. Zur Erhöhung der Empfindlichkeit des Meßfühlers konzentrieren wir das Licht durch eine Sammellinse auf die lichtempfindliche Fläche der Fotodiode. Durchmesser und Länge des PVC-Rohres werden daher durch die Größe und die Brennweite der Linse festgelegt.

Zur Brennweitenbestimmung richten wir die Linse auf einen weit entfernten Gegenstand und versuchen, auf einem Papierschirm ein

reelles Bild zu erhalten. Der Abstand Bild – Linse entspricht dann ungefähr der Brennweite f . Die Fotodiode wird etwa im Abstand f bis $2f$ von der Linse angebracht. Um das Streulicht abzuschirmen, befestigen wir die Linse in einem PVC-Rohr mindestens 30 mm hinter der Eintrittsöffnung. Vom gleichen PVC-Rohr sägen wir zwei etwa 10 mm breite Ringe ab, trennen sie auf und schneiden soviel vom Umfang weg, daß die Ringe straff federnd in das Rohr hineinpassen. Die Fotodiode befestigen wir auf einer PVC-Scheibe, die auf das Ende des Rohres geklebt wird. Zwei Lötösen bilden den Anschluß (Bild 38). Diesen Meß-

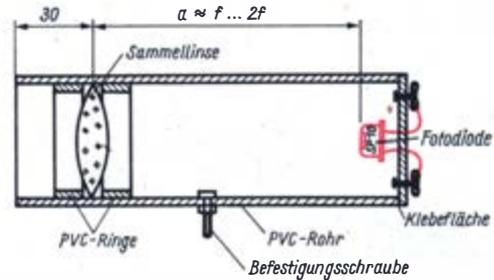


Bild 38. So sieht der optoelektronische Meßfühler aus

fühler gleichen wir auf maximale Empfindlichkeit ab. Bei konstantem Abstand (20 cm) von der Lichtquelle und konstanter Spannung ($U_B = 15\text{ V}$) verschieben wir die Linse im Rohr, so daß sich der maximale Fotostrom einstellt. In dieser Position werden die Ringe durch einen Tropfen PVC-Kleber gehalten. Der abgeglichene Meßfühler wird mit einer Halterung (PVC- oder Blechstreifen) so am Stativ des Vergrößerungsgeräts befestigt, daß die Linse auf die Mitte des Vergrößerungspapiers gerichtet ist und zu diesem ungefähr einen Abstand von 20 cm hat.

Vom Differenzverstärker zum Operationsverstärker

Trotz Sammellinse stellen sich nur kleine Fotostrome ein, da lediglich das vom Fotopapier reflektierte Licht ausgenutzt werden kann. Wir benötigen also wieder einen Signalverstärker. Da ein solcher Signalverstärker auch bei weiteren Experimenten erforderlich ist, werden wir überlegen, wie der bereits entworfene Signalverstärker verbessert und gleichzeitig verein-

facht werden kann. Rationeller, als für jeden Anwendungsfall einen speziellen Verstärker zu entwerfen und zu erproben, ist der Bau einer solchen Verstärkerschaltung, die für alle oder wenigstens für die meisten Experimente oder Geräte in gleicher Weise geeignet ist. Ein solcher *Universalverstärker* muß eine Reihe bestimmter Anforderungen erfüllen.

- Er soll Gleich- und Wechselspannung verstärken.

- Er soll einen hohen Verstärkungsfaktor aufweisen.

- Sein Ausgangswiderstand soll möglichst klein sein, damit er eine große elektrische Leistung an einen Lastwiderstand abgeben kann.

- Sein Eingangswiderstand soll recht hoch sein, damit beliebige Signalquellen verwendet werden können.

- Eingangs- und Ausgangsspannung sollen zueinander wahlweise die gleiche oder entgegengesetzte Phasenlage aufweisen. Der Verstärker soll dafür zwei verschiedene Eingangsklemmen besitzen.

- Die wesentlichen Verstärkereigenschaften wie Verstärkungsfaktor und Frequenzgang sollen sich durch wenige Bauelemente verändern lassen.

Ein solcher vielseitig einsetzbarer Verstärker ist der *Operationsverstärker*.

Einige der genannten Forderungen erfüllt bereits der Differenzverstärker von Bild 29. Probleme treten jedoch auf, wenn der Ausgang des Verstärkers durch einen kleinen Widerstand belastet werden soll. Hierbei verhält sich die Verstärkerstufe wie eine nicht mehr ganz frische Batterie bzw. wie eine Spannungsquelle mit hohem Innenwiderstand. Ein einfacher Versuch macht das deutlich. Im Leerlauf, also ohne Belastung, messen wir an den Klemmen auch der nicht „frischen“ Batterie die Nennspannung. Eine angeschlossene Glühlampe leuchtet jedoch nur noch schwach oder gar nicht. Die Batterie ist nicht mehr in der Lage, eine größere Leistung an den Lastwiderstand abzugeben.

Das gleiche Verhalten beobachten wir, wenn wir zu einer „frischen“ Batterie einen Widerstand von 100Ω in Reihe schalten und damit deren Innenwiderstand erhöhen. Die Spannungsquelle mit künstlich erhöhtem Innenwiderstand kann ebenfalls keine bzw. nur geringe Leistung abgeben. Bei Belastung verursacht der Strom am Innenwiderstand einen

Spannungsabfall, dadurch bricht die Klemmenspannung zusammen. Ein ähnliches Verhalten beobachteten wir bereits bei einfachen Spannungsmessungen, als das Meßinstrument einen zu geringen Widerstand in bezug auf den Innenwiderstand der Spannungsquelle besaß. Die Schlußfolgerung aus dieser Erkenntnis für den Entwurf von Verstärkerschaltungen kann nur sein: Verstärker sollen einen möglichst geringen Innenwiderstand aufweisen, damit die Klemmenspannung bei Belastung nicht zusammenbricht und genügend Leistung an den Lastwiderstand abgegeben werden kann. Verstärker, die ausgangsseitig einen geringen Innenwiderstand aufweisen und deren Klemmenspannung bei niederohmiger Belastung nicht zusammenbricht, nennt man *Leistungsstufen*. Von den verschiedenen Arten betrachten wir nur die *einseitige Gegentakt-Endstufe*, die auch den Ausgangsverstärker in dem Operationsverstärker bildet.

Der Differenzverstärker erhält eine Gegentakt-Endstufe

Zunächst machen wir uns mit dem Arbeitsprinzip der Schaltung vertraut und bauen die Gegentakt-Verstärkerstufe in vereinfachter Form auf der Experimentierplatte auf. Wir benötigen zwei Transistoren von unterschiedlichem Lei-

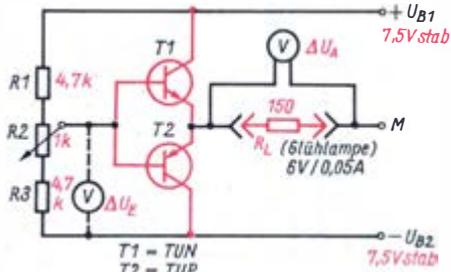


Bild 39. Einfache Gegentakt-Leistungsstufe

tungstyp. T_1 ist ein npn (TUN)- und T_2 ein pnp-Transistor (TUP) (Bild 39). Die beiden Transistoren bilden mit den symmetrischen Spannungsquellen des Netzgerätes eine Brückenschaltung, bei der die Transistoren als zwei in Reihe liegende, durch die Basisspannung steuerbare Widerstände aufgefaßt werden können. Die Basisspannung stellen wir mit

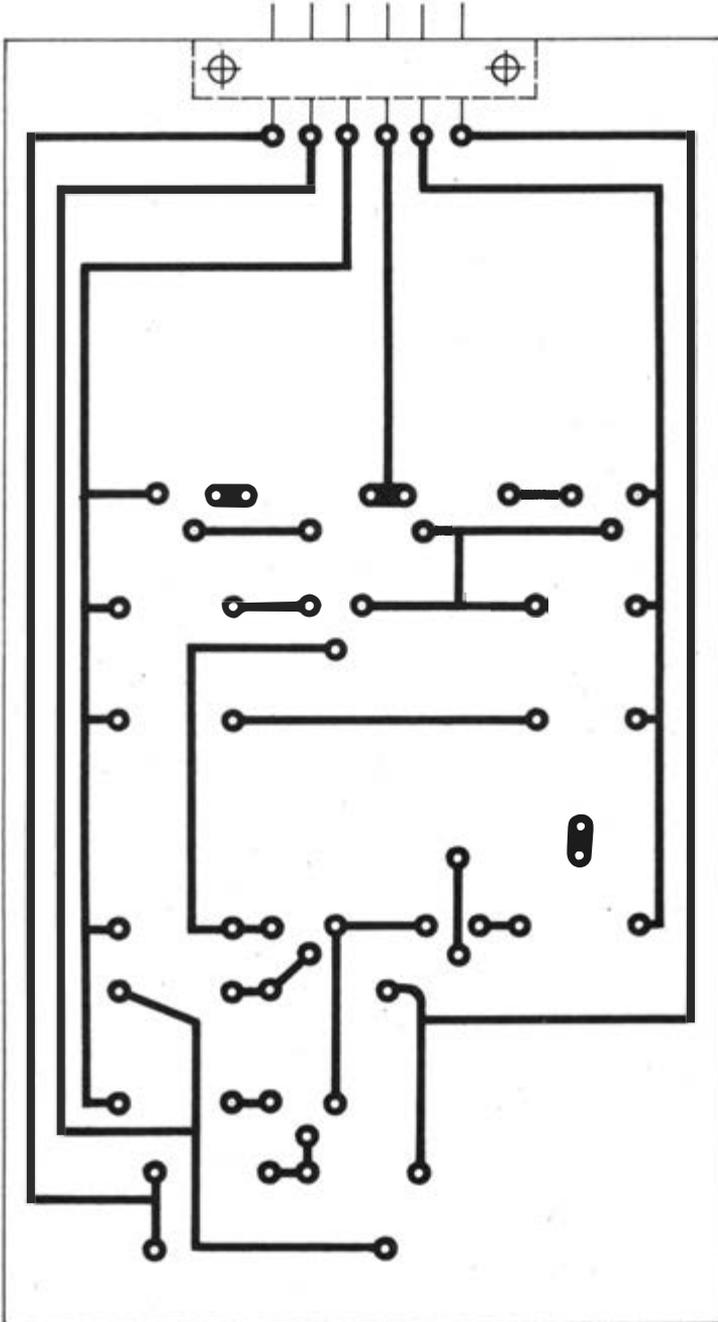
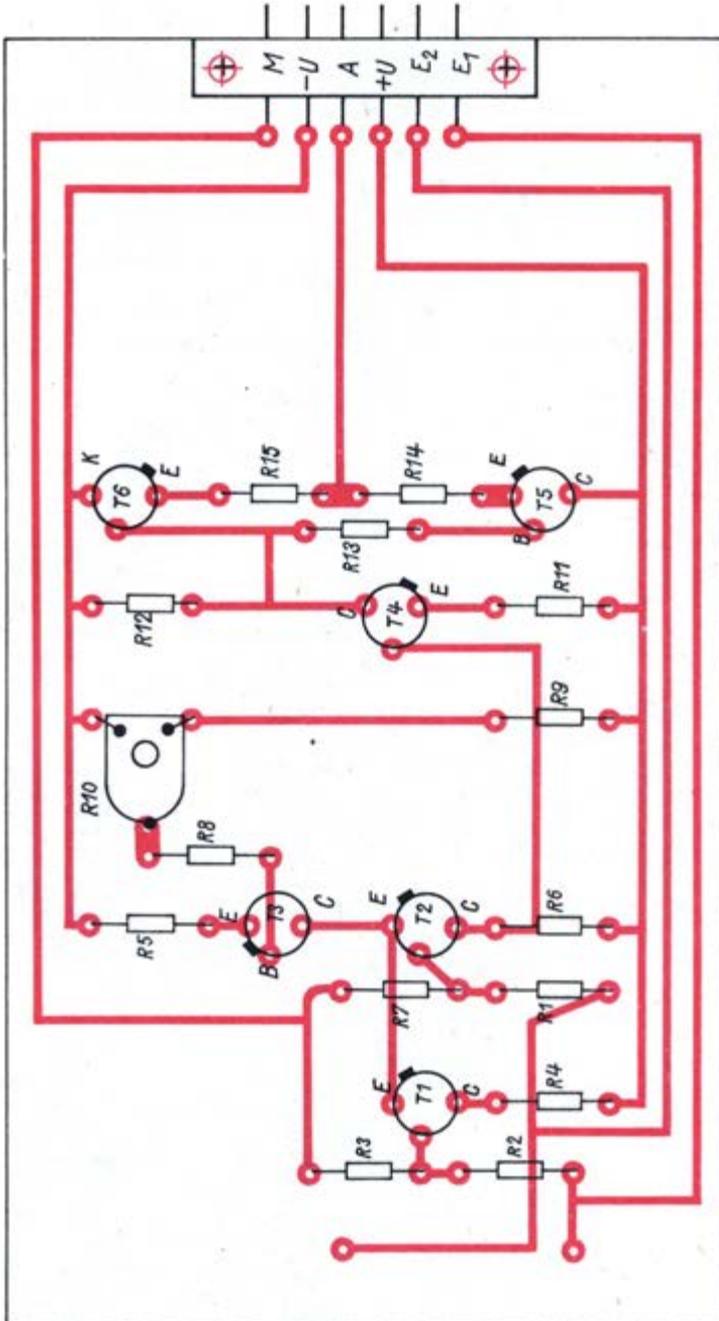


Bild 41. Leiterplatte des Operationsverstärkers: a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

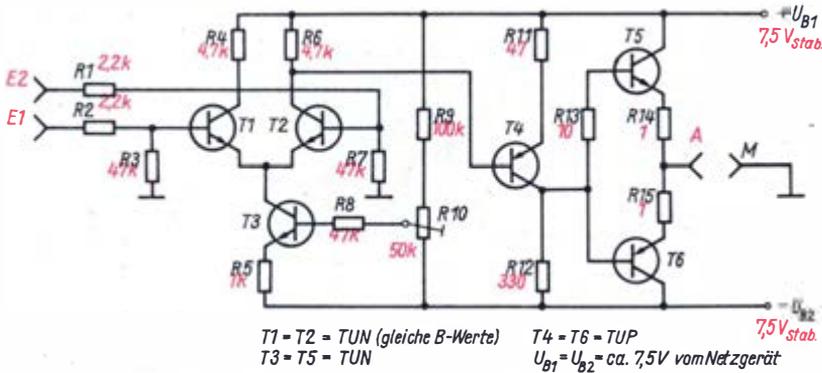


Bild 40. Stromlaufplan des einfachen Operationsverstärkers

dem Potentiometer so ein, daß sich die Brücke im Gleichgewicht befindet. Ein Spannungsmesser darf, zwischen Mittelabgriff der Spannungsquellen und den Transistoren angeschlossen, keinen Ausschlag zeigen. Wenn wir durch das Potentiometer R_2 Schwankungen der Eingangsspannung in beiden Richtungen an dem gemeinsamen Basisanschluß verursachen, schlägt das Meßgerät am Ausgang nach beiden Richtungen aus, es entsteht eine Wechselspannung. Den geringen Ausgangswiderstand der Verstärkerschaltung können wir nachweisen, wenn zusätzlich eine Glühlampe (6 V/0,05 A) als Lastwiderstand angeschlossen wird. Trotz dieser starken Belastung des Verstärkers messen wir annähernd die gleichen Spannungsschwankungen am Ausgang.

Einen „Schönheitsfehler“ der Leistungsstufe beseitigen wir noch, ehe sie mit der Differenzstufe zusammen einen Operationsverstärker bildet. Wenn wir z. B. die Basisspannung um 1 V ändern, tritt auch am Ausgang etwa die gleiche Spannungsänderung auf. Die Spannungsverstärkung dieser Stufe $V_U = \frac{\Delta U_A}{\Delta U_E}$ ist etwa gleich eins, d. h., die Gegentakt-Endstufe bewirkt keine Spannungsverstärkung. Der Gegentakt-Endstufe schalten wir daher zur Erzielung der erforderlichen Spannungsverstärkung noch einen pnp-Transistor vor und erhalten den im Bild 40 dargestellten vollständigen Stromlaufplan des Operationsverstärkers. Da Differenz- und Leistungsstufe bereits erprobt sind, stellen wir gleich eine Leiterplatte her (Bild 41). Die Verbindung zu der Spannungsquelle, zum Meßgerät und zum Meßfühler erfolgt über Buchsen- und Steckerleisten

(Bild 42). Nach Fertigstellung und Überprüfung der Leiterplatte schließen wir die Spannungsquelle an und stellen zunächst mit dem Einstellwiderstand R_{10} den Arbeitspunkt so ein, daß zwischen Verstärkerausgang und Mittelabgriff der Spannungsquelle keine Spannung meßbar ist. An die Ausgangsklemmen wird nun ein Kopfhörer angeschlossen. Beim Berühren der Anschlüsse E1 oder E2 ist ein Brummtön zu hören. Die auf unseren Körper vom Lichtnetz einstreuende Brummspannung wird so verstärkt, daß sie hörbar wird. Es ist ferner ein Zeichen für den hohen Eingangswiderstand des Verstärkers.

Für die weitere Anwendung wird uns der Aufbau des Verstärkers nicht mehr vorrangig interessieren; es kommt vor allem darauf an, daß wir seine Eigenschaften kennen und ihn für den jeweiligen Anwendungsfall richtig einsetzen können. Wir werden in Schaltbildern daher künftig den Operationsverstärker nur noch durch ein Symbol darstellen, das aus einem Dreieck besteht. Die beiden Eingangs-

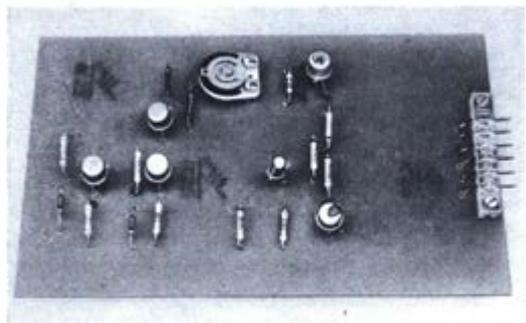


Bild 42. Musteraufbau des Operationsverstärkers

klemmen sind mit verschiedenen Vorzeichen gekennzeichnet: Plus für nichtinvertierenden, Minus für invertierenden Eingang. Bei unserem Operationsverstärker wissen wir, welches der invertierende und welches der nichtinvertierende Eingang ist. Da wir aber auch mit integrierten Operationsverstärkern experimentieren, evtl. auch uns unbekannt Typen verwenden, können wir experimentell recht schnell herausfinden, bei welchem der beiden Eingänge Invertierung eintritt. Dazu stellen wir mit einem Kondensator ($C = 10\text{ nF}$) Rückkopplung vom Ausgang abwechselnd auf beide Eingänge E1/E2 des Verstärkers her (Bild 43).

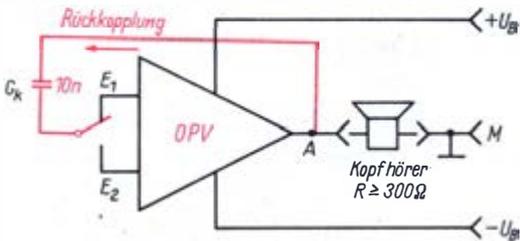


Bild 43. Bei Rückkopplung auf den nichtinvertierenden Verstärkereingang tritt Selbsterregung ein

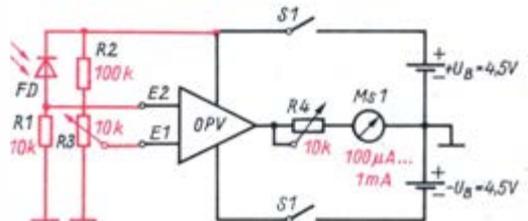
Bei der Rückkopplung auf den nichtinvertierenden Eingang tritt *Selbsterregung* des Verstärkers ein; im Kopfhörer ist lautes Pfeifen zu hören. Dieses Verhalten erklärt sich folgendermaßen: Jedes Signal am nichtinvertierenden Eingang tritt am Ausgang verstärkt und in gleicher Polarität oder Phasenlage auf. Wird es auf den Eingang zurückgeführt, so wächst die Signalamplitude, und die Schwingung schaukelt sich auf. Wir sprechen in diesem Fall von *Mitkopplung*. Bei Rückkopplung auf den invertierenden Eingang kann dieser Vorgang der Selbsterregung nicht stattfinden. Es liegt eine *Gegenkopplung* vor, weil Eingangs- und rückgekoppelte Ausgangsspannung entgegengesetzte Phasenlage aufweisen. Durch Gegenkopplung können wir die Verstärkung des Operationsverstärkers beeinflussen. Bei bestimmten Anwendungen werden wir von dieser Möglichkeit, den Verstärkungsgrad verändern zu können, Gebrauch machen.

Ob sich unser Operationsverstärker für die Messung der Beleuchtungsstärke eignet, untersuchen wir in einem Experiment. Dazu schließen wir den Meßfühler an den nichtinvertierenden Verstärkereingang (E 1). Wir ach-

ten darauf, daß die Katode der Fotodiode mit dem Pluspol der Spannungsquelle verbunden ist. Wenn wir den Meßfühler gegen eine Lichtquelle richten, muß das Meßgerät einen deutlichen Ausschlag zeigen. Ist der Funktionstest positiv ausgefallen, beginnen wir mit der Fertigstellung des Belichtungsmessers.

Die Endmontage des Belichtungsmessers

Für den Belichtungsmesser stellen wir wieder ein Gehäuse nach der beschriebenen Methode her. Leiterplatte und Meßgerät bestimmen seine Abmessung. Soll auf ein besonderes Meßgerät verzichtet und der Vielfachmesser zur Anzeige verwendet werden, kann das Gehäuse recht flach sein. Als Bedienungselement sind der Nullpunkteinsteller, der Empfindlichkeitseinsteller, zwei Buchsen für den Meßfühler und ein zweipoliger Ausschalter für die Betriebsspannung vorzusehen. Da wir dieses Meßgerät nicht im Dauerbetrieb nutzen, eignen sich als Spannungsquelle zwei Flachbatterien (3 R 12). Bei häufigerer Benutzung bauen wir ein Netzteil, wie es für das Temperaturmeßgerät beschrieben wurde. Für den Anschluß der Fotodiode wählen wir eine andere Schaltungsart (Bild 44). Meßfühler, Vorwider-



FD Fotodiode SP 201 o.ä.
S1 Zweipoliger Ausschalter
UB 2x Flachbatterie 3R12

Bild 44. Stromlaufplan des Belichtungsmessers

stand und Potentiometer bilden eine Brückenschaltung. Dadurch ist es möglich, den Dunkelstrom und den durch die unvermeidliche Streustrahlung verursachten Fotostrom der Fotodiode zu kompensieren. Der Brückenwiderstand R_2 wird direkt an die Potentiometeranschlüsse von R_3 (befindet sich an der Frontplatte) angelötet. Ist die Leiterplatte (OPV) bestückt und das Gehäuse gebaut (Bild 45), erfolgt der Vorabgleich. Bei abgeschaltetem Vergrößerungsgerät wird mit dem Potentiometer

2. Elektronisches Messen nichtelektrischer Größen

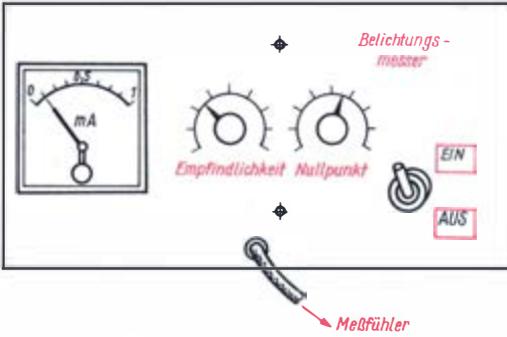


Bild 45. Frontplatte des Belichtungsmessers

der Ausschlag des Meßgerätes auf Null abgeglichen. Die Empfindlichkeit des Gerätes läßt sich durch Vorschalten von Widerständen vor das Meßgerät bzw. Wahl eines anderen Spannungsmeßbereichs bei Verwendung des Vielfachmessers der Beleuchtungsstärke anpassen. Die Eichung des Belichtungsmessers ist nur im Zusammenhang mit dem verwendeten Vergrößerungsgerät sowie der vorgesehenen Papiersorte möglich (Bild 46). Wir fertigen

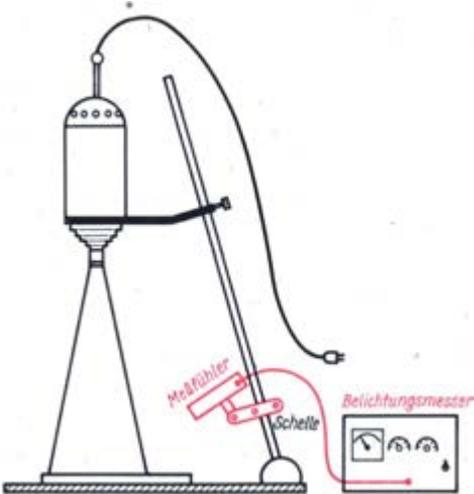


Bild 46. Anordnung des Meßfühlers am Vergrößerungsgerät

dazu einen Testabzug an, indem wir ein Blatt Fotopapier streifenweise mit gestuften Zeiten von **beispielsweise** 1, 2, 4, 8 Sekunden belichten und anschließend 2 Minuten entwickeln. Auf diese Weise bestimmen wir die günstigste Belichtungszeit und ordnen sie dem Ausschlag des Belichtungsmessers zu. Zeigt bei Verwendung eines anderen Negativs oder

eines anderen Vergrößerungsmaßstabes das Meßgerät einen anderen Ausschlag und damit eine andere Beleuchtungsstärke an, versuchen wir durch Wahl einer anderen Blende wieder den optimalen Wert der Beleuchtungsstärke einzustellen. Soll mit einem bestimmten Blendenwert vergrößert werden, müssen wir die Belichtungszeit entsprechend ändern. Eine Wertänderung von Blende 4 auf 5,6 bedeutet doppelte Belichtungszeit bzw. von Blende 5,6 auf 4 halbe Belichtungszeit. Bei zwei Blendenwerten ändert sich dann die Belichtungszeit um den Faktor 4, also auf das Vierfache oder ein Viertel.

Der integrierte Operationsverstärker hat bessere Eigenschaften als der Eigenbau

Durch den Aufbau des Operationsverstärkers haben wir einige wichtige Kenntnisse der modernen analogen Schaltungstechnik erworben. Die Begriffe Differenzverstärker, Invertierung, Leistungsstufe oder Gegenkopplung werden uns künftig nicht mehr fremd sein. Wenn wir bei der weiteren experimentellen Tätigkeit wiederholt einen solchen Verstärker benötigen, wäre der zum Aufbau erforderliche Arbeits-, Zeit- und Materialaufwand doch recht hoch. Wir können uns, nachdem wir das Grundprinzip des Operationsverstärkers verstanden haben, die Arbeit wesentlich erleichtern, wenn wir künftig auf den Selbstbau verzichten und die in integrierter Schaltungstechnik hergestellten Operationsverstärker verwenden. Ein in der DDR hergestellter, universell anwendbarer integrierter Operationsverstärker ist der Typ A 109/B 109 oder als Basteltyp R 109, der in seinen Daten dem auch von anderen Herstellern produzierten Universaltyp 709, SN 72709 (Texas Instruments) oder anderen entspricht. Der erste Blick auf die innere Schaltung des integrierten Operationsverstärkers wirkt verwirrend. Sie besteht aus 14 Transistoren und 15 Widerständen (Bild 47). Alle Bauelemente einschließlich der Verbindungen werden aus einer winzigen Siliziumscheibe hergestellt, die sich auf einem keramischen Träger mit den Abmessungen 20 mm x 7,5 mm befindet. Bei näherer Betrachtung erkennen wir

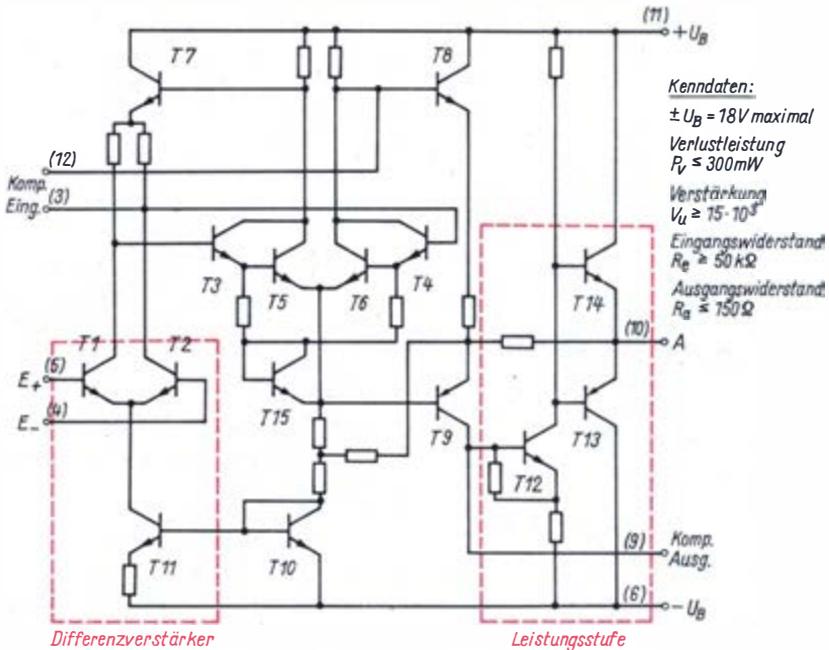


Bild 47. Innenschaltung des integrierten Operationsverstärkers

jedoch in den Transistoren T_1 , T_2 und T_{11} die Eingangs-Differenzverstärkerstufe wieder. T_3 , T_5 und T_4 , T_6 können wir jeweils als einen Transistor mit höherer Stromverstärkung auffassen. Man nennt eine solche Kombination zweier Transistoren eine *Darlington-Schaltung*. Die beiden Darlington-Transistoren bilden eine weitere Differenzstufe, die dem Eingangsverstärker nachgeschaltet ist. Die anderen Transistoren haben für unsere Anwendungen nur untergeordnete Funktion. So wirkt beispielsweise T_7 nur als Arbeitswiderstand für die Ein-

gangsstufe, und T_{10} ist als Diode geschaltet. Die Schaltung des integrierten Operationsverstärkers unterscheidet sich in ihrem prinzipiellen Aufbau nicht wesentlich von unserem Selbstbauverstärker. Natürlich wird mit diesem höheren Aufwand an Bauelementen auch eine höhere Verstärkung und bessere Stabilität der Kennwerte erreicht. Schaltungen mit hoher Verstärkung neigen leicht zu unerwünschten Schwingungen. Durch eine *RC*-Schaltung am Verstärkerausgang und einen Kondensator am Verstärkerausgang kann diese unangenehme

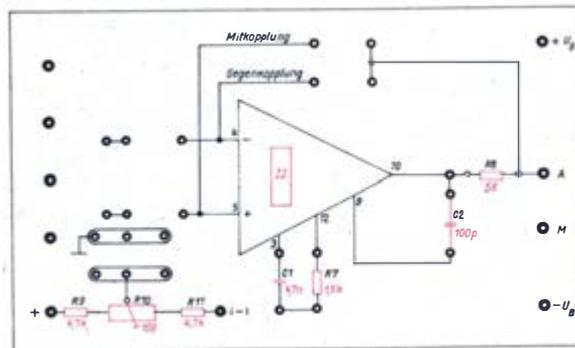


Bild 48. Experimentierplatte für integrierte Operationsverstärker

Eigenschaft unterbunden werden. Gleichzeitig wird mit diesen als *Frequenzkompensation* bezeichneten äußeren Bauelementen die obere Frequenzgrenze der Verstärkung beeinflusst.

Experimentierplatte für integrierte Operationsverstärker

Für die Arbeit mit integrierten Operationsverstärkern machen wir es uns ebenfalls zur Regel, jede Schaltung erst zu erproben. Dazu benötigen wir eine gesonderte Experimentierplatte (Bild 48). Wir stellen sie aus Leiterplattenmaterial her. Für den integrierten Operationsverstärker ist eine Schaltkreisfassung eingelötet. An Lötösen können wir die verschiedenen externen Bauelemente, also Widerstände, Kondensatoren, anschließen und damit Gegen- oder Mitkopplung einstellen. Damit lassen sich fast alle Anwendungsfälle erproben. Die für die Frequenzkompensation erforderlichen Bauelemente $C_1/R_7/C_2$ löten wir fest ein. Das Potentiometer R_{10} dient zur Nullpunkt-korrektur.

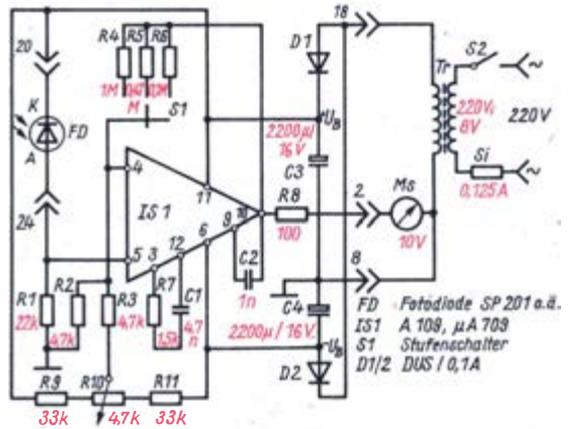


Bild 49. Stromlaufplan des Belichtungsmessers in integrierter Schaltungstechnik

Eine moderne Variante – Belichtungsmesser in integrierter Schaltungstechnik

Wenn wir den Meßverstärker für den Belichtungsmesser mit einem integrierten Operationsverstärker aufbauen, verbessern sich trotz

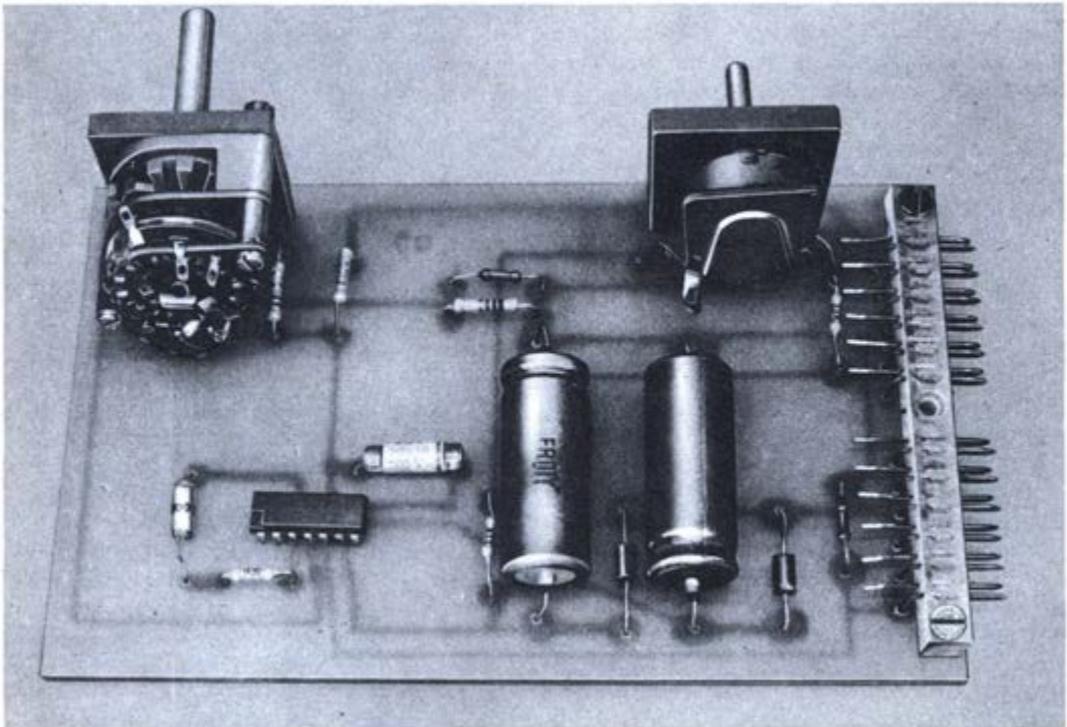


Bild 50. Musteraufbau des Belichtungsmessers

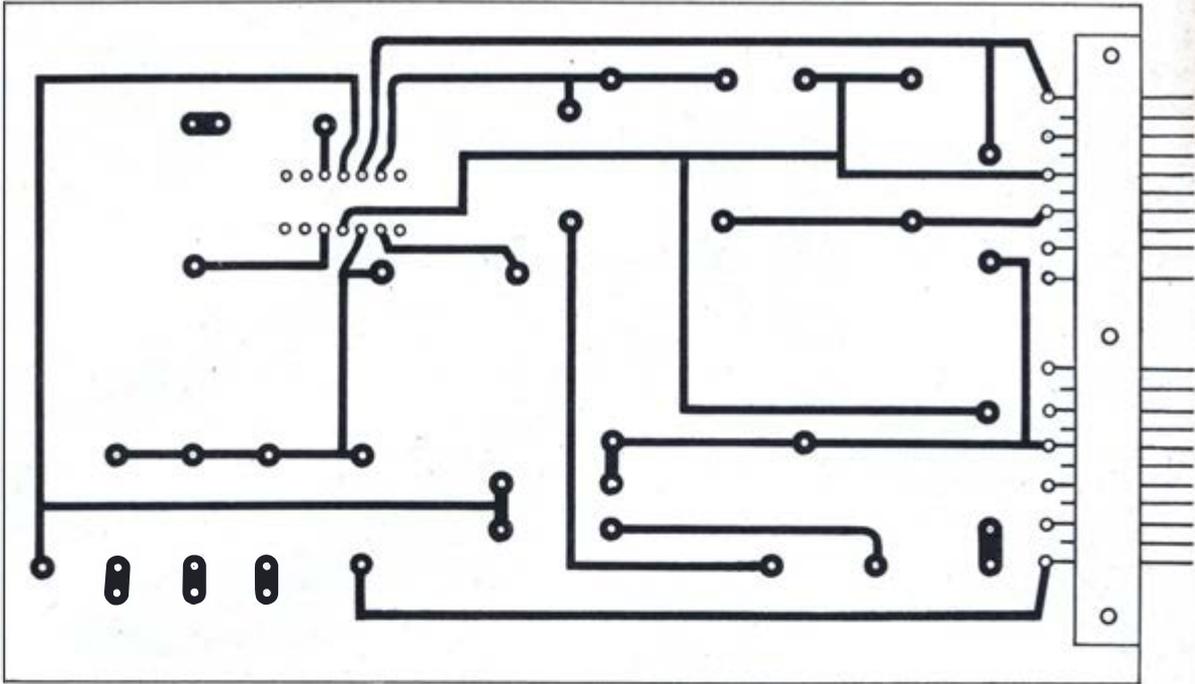
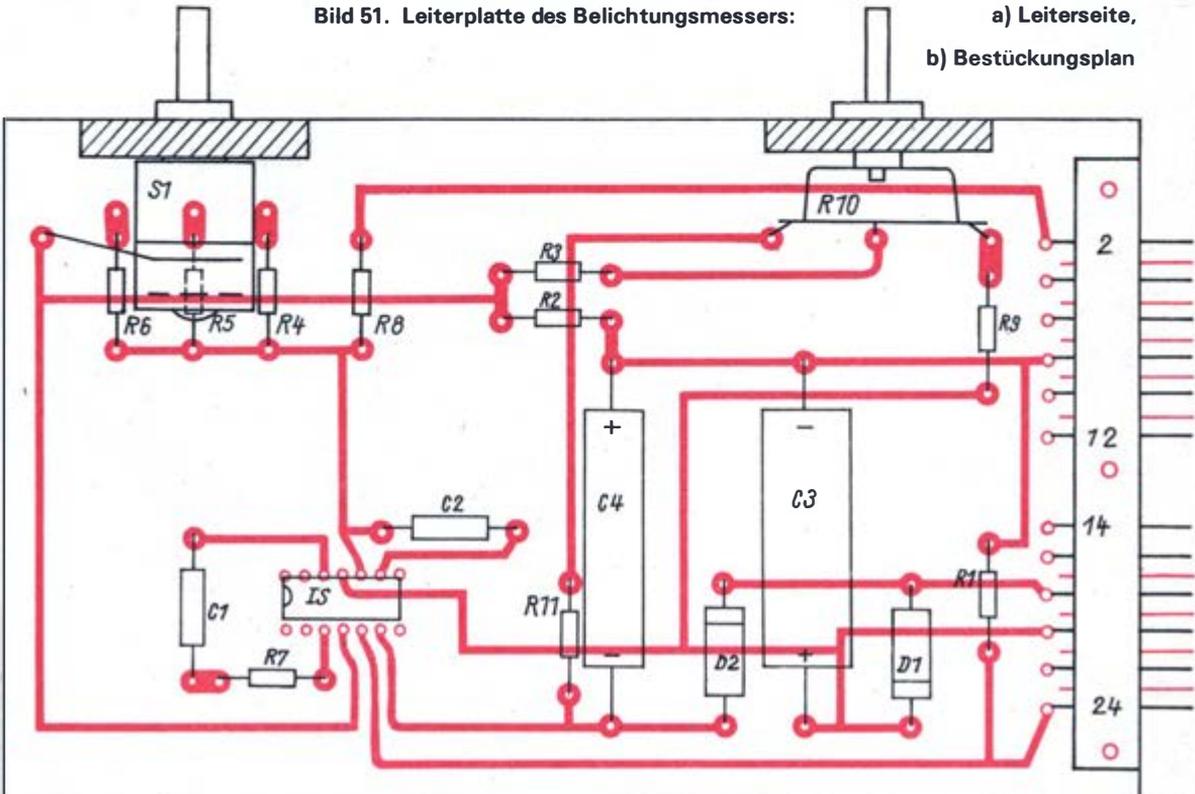


Bild 51. Leiterplatte des Belichtungsmessers:

a) Leiterseite,

b) Bestückungsplan



geringerer Anzahl von Bauelementen und geringeren Abmessungen Meßgenauigkeit und Empfindlichkeit. Der Stromlaufplan (Bild 49) läßt die Ähnlichkeit beider Schaltungsvarianten erkennen. Mit dem Schalter S 1 können verschiedene Widerstände für die Gegenkopplung angeschaltet werden, wodurch sich die

Empfindlichkeit des Meßverstärkers den jeweiligen Lichtverhältnissen anpassen läßt. Auf der Leiterplatte findet außerdem auch der Gleichrichterteil für die Erzeugung der Betriebsspannung Platz (Bild 50 und 51). Was bei Aufbau und Erprobung des Gerätes zu beachten ist, wissen wir bereits.

Wir bauen eine elektronische Waage

Waagen begegnen uns überall und in verschiedenartigen Ausführungsformen. Wir kennen sie als Apothekerwaagen oder Analysenwaagen, mit denen ein Vergleich der zu bestimmenden Masse eines Stoffes mit den bekannten Massen von Wägestücken mit Hilfe eines gleicharmigen Hebels durchgeführt wird. Auch die Briefwaagen und die Schnellwaagen in den Geschäften arbeiten nach dem Prinzip des Massevergleichs. Hingegen wird bei Federwaagen, auch bei einigen Arten Personenwaagen, die elastische Verformung einer Feder ausgenutzt. Die verformende Kraft entsteht durch den Einfluß der Schwerkraft, den die Erde auf einen Körper ausübt. Es handelt sich bei diesen Waagen eigentlich um Kraftmesser.

Für die Anwendung in der Automatisierungstechnik sind beide Methoden der Massebestimmung schlecht brauchbar. Wenn beispielsweise die über Förderbänder einer chemischen Anlage zugeführten Rohstoffmengen bei laufender Produktion kontinuierlich überwacht oder gesteuert werden müssen, so erfolgt die Auswertung, Verarbeitung, oder Registrierung der Meßwerte über die Massebestimmung zentral und in großer Entfernung vom eigentlichen Meßort. Wir erkennen, daß die eingangs genannten Waagen dazu nicht geeignet sind. Im nächsten Abschnitt werden wir elektronische Meßverfahren zur kontinuierlichen Masse- oder Kraftbestimmung kennenlernen, die dann auch in automatisierten Prozessen einsetzbar sind.

Ein Bleistiftstrich als Meßfühler

Das Problem der elektronischen Wägung besteht darin, einen Meßfühler zu finden, dessen elektrische Daten durch Krafteinwirkung veränderlich sind. Zunächst überlegen wir wie

sich ein elektrischer Leiter mit dem Querschnitt A und der Länge l verhält, der durch die Gewichtskraft eines Körpers gedehnt wird. Der Widerstand des elektrischen Leiters berechnet sich nach

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A}$$

mit ρ (lies: Rho) = spezifischer Widerstand des Leitermaterials. Da sich das Volumen des Leiters nicht ändern kann, ist bei Dehnung die Zunahme der Länge um Δl mit einer Verringerung des Querschnitts um ΔA verbunden. Folglich führt die Dehnung des Leiters, sowohl die Längenzunahme als auch die Querschnittsverringerng, zu einer Vergrößerung des Widerstands. Eine relative Längenänderung $\frac{\Delta l}{l}$

von beispielsweise 0,1‰ bewirkt infolge der gleichzeitig eintretenden Querschnittsverringerng eine relative Widerstandsänderung von $\frac{\Delta R}{R} = 0,2\%$. Das Verhältnis von relativer Widerstandsänderung zur relativen Längenänderung $K = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l}$ ist daher ungefähr 2.

Dabei setzen wir voraus, daß sich der spezifische Widerstand des Leiters nicht ändert. Dies trifft jedoch nur näherungsweise für Metalle zu. Bei Halbleiterkristallen hingegen tritt durch die Dehnung außer der Geometrieveränderung eine sehr starke Änderung des spezifischen Widerstands auf. Der K -Faktor des Halbleiters kann daher das 100fache eines metallischen Leiters betragen.

Mit einem Versuch überprüfen wir unsere theoretischen Überlegungen. Dazu stellen wir einen einfachen Dehnmeßstreifen selbst her. Von einem Streifen Leiterplattenmaterial in der Größe 120 mm \times 20 mm wird bis auf zwei Lötäugen die Kupferschicht abgeätzt oder abge-

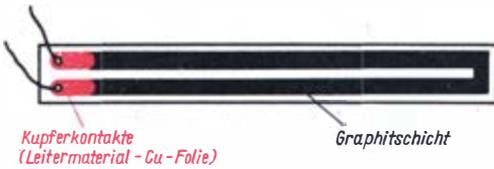


Bild 52. Modell eines Dehnmeßstreifens

zogen (Bild 52). Die U-förmige, 5 mm breite Widerstandsbahn zeichnen wir mit einem weichen Bleistift (Härte 2B oder 3B) von Anschluß zu Anschluß. Anschließend löten wir zwei flexible Anschlußdrähte an und messen den Widerstand der Graphitschicht. Ist der Widerstand so groß, daß kein Strom mit dem Vielfachmesser nachweisbar ist, so müssen wir soviel Graphit mit dem Bleistift auftragen, bis die Schicht eine ausreichende Dicke hat. Widerstandswerte von etwa $300\text{ k}\Omega$, das entspricht $I = 50\text{ }\mu\text{A}$ bei $U = 15\text{ V}$, sind auf diese Weise erreichbar.

Wir versuchen nun, die zu erwartende Widerstandsänderung bei Dehnung experimentell nachzuweisen. Dabei ist mit sehr geringen Widerstandsänderungen zu rechnen, die mit dem Ohmmeter nicht meßbar sein werden. Wir werden wieder eine Brückenschaltung anwenden, die aus einem etwa gleich großen Vergleichswiderstand und einem Potentiometer besteht (Bild 53). Mit dem Potentiometer

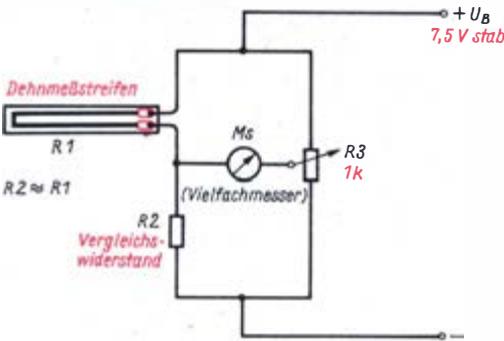


Bild 53. Mit der Brückenschaltung lassen sich kleine Widerstandsänderungen nachweisen

gleichen wir die Brückenschaltung so ab, daß das Meßgerät auch dann keine Spannung anzeigt, wenn es auf den empfindlichsten Meßbereich geschaltet ist. Der Dehnmeßstreifen wird nun einseitig befestigt. Wir achten darauf,

daß die Kohleschicht nicht berührt oder verändert wird, weil durch den Hautwiderstand der Finger eine Widerstandsänderung vorgetäuscht werden könnte. Biegt man den Dehnmeßstreifen unter Zuhilfenahme eines isolierten Gegenstandes, so ist ein kleiner Zeigerausschlag am Meßgerät feststellbar. Bei Biegung in entgegengesetzter Richtung ändert auch die Brückenspannung ihre Polarität.

Damit haben wir experimentell nachgewiesen, daß durch Einwirkung einer Kraft über die Widerstandsänderung des Dehnmeßstreifens eine elektrische Signalspannung gewonnen werden kann. In dieser einfachen Form ist der Meßfühler nur bedingt anwendbar, da die Graphitschicht keine hohe Beständigkeit besitzt. Wir werden uns daher für unsere elektronische Waage nach besseren Lösungen umsehen.

Für empfindliche Waagen werden Halbleiter-Dehnmeßstreifen verwendet

Es wurde bereits darauf hingewiesen, daß an Halbleitern besonders große Widerstandsänderungen bei Dehnungen auftreten. Aus Halbleitern lassen sich daher sehr empfindliche Meßfühler herstellen, bei denen keine oder nur eine geringe Verstärkung der Signalspannung erforderlich ist. Halbleiter-Dehnmeßstreifen werden in der DDR unter der Typenbezeichnung WDH für Aufgaben der Meß- und Steuertechnik gefertigt (Bild 54).

Zur Herstellung eines Halbleiter-Meßfühlers benötigen wir einen elastischen Stahlstreifen, der durch seine Abmessungen und seine elastischen Eigenschaften den Meßbereich der

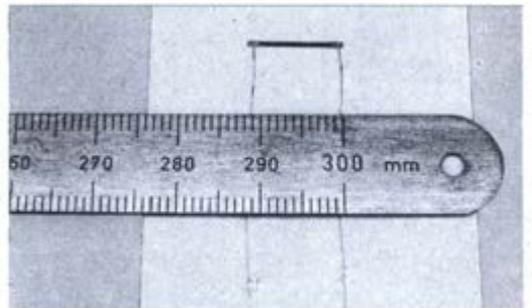


Bild 54. Halbleiterdehnmeßstreifen

2. Elektronisches Messen nichtelektrischer Größen

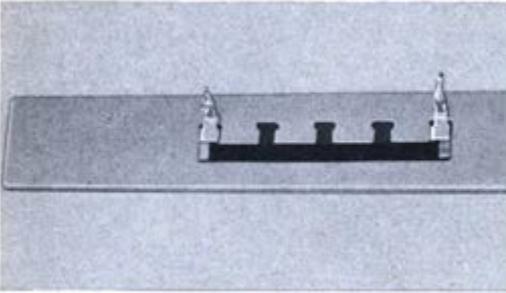
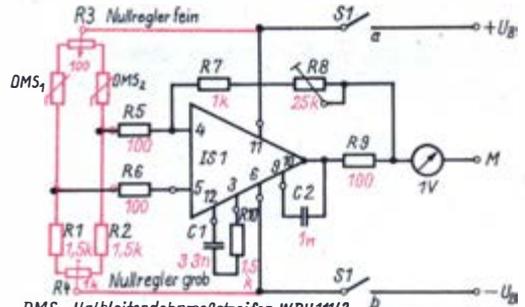


Bild 55. Ein Dehnmeßstreifen aus einem Schichtschiebewiderstand

Wägung bestimmt. An sehr dünnen und langen Meßstreifen genügt bereits das Gewicht eines Stücks Papier, um eine nachweisbare Formänderung zu verursachen. Mit stärkeren Stahlstreifen, z. B. einem Metallsägeblatt, lassen sich schwere Gegenstände wägen, ohne die Elastizitätsgrenze des Materials zu überschreiten. Auf jede Seite dieses Stahlstreifens wird ein Halbleiter-Dehnmeßstreifen auf die



*DMS Halbleiterdehnmeßstreifen WDH111/2
IS1 A109; μ A 709*

Bild 56. Stromlaufplan des Verstärkers für die elektronische Waage

vorher sorgfältig gereinigten und entfetteten Stahlflächen geklebt. Als Kleber eignen sich die handelsüblichen Epoxidharze oder auch Silikonkautschuk. Es darf natürlich kein elektrischer Kontakt zwischen Dehnmeßstreifen und Stahlträger entstehen. Die sehr dünnen und empfindlichen Anschlußdrähte werden vorsichtig zu einer als Zugentlastung erforderlichen Lötösenleiste geführt und angelötet.

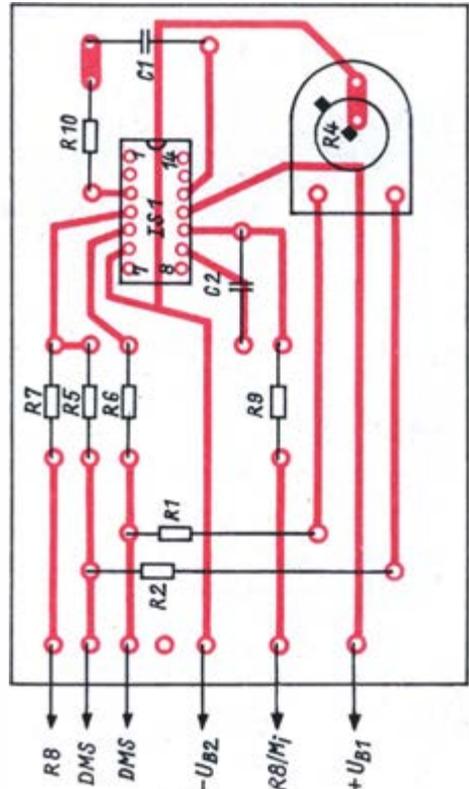
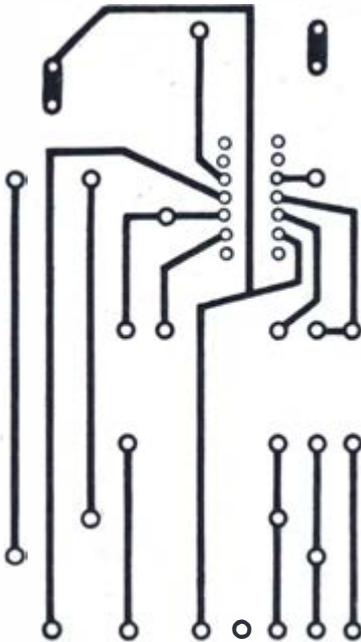


Bild 57. Leiterplatte der elektronischen Waage:
a) Leiterseite,
b) Bestückungsplan

Die Reihenschaltung der beiden Dehnmeßstreifen bildet einen Teil der Brückenschaltung. Temperaturschwankungen, die bekanntlich bei Halbleitern große Widerstandsänderungen verursachen, führen zu keiner nennenswerten Störung des Brückengleichgewichts. Wegen des guten thermischen Kontakts erwärmen sich beide Halbleiterwiderstände gleichartig. Bei Einwirkung einer Kraft wird ein Dehnmeßstreifen gedehnt, der andere gestaucht. Dadurch wirken die Widerstandsänderungen beider Dehnmeßstreifen in entgegengesetzter Richtung.

Es soll noch auf eine einfachere Möglichkeit hingewiesen werden. Als Dehnmeßstreifen eignen sich auch die in vielen Rundfunk- und Tonwiedergabegeräten verwendeten Schichtschiebewiderstände. Der eigentliche Widerstandsträger muß dazu ausgebaut werden und wird dann, wie beschrieben, auf einen Stahlstreifen aufgeklebt. Besonders eignen sich Schiebewiderstände ohne störende Anzapfungen. Der Nennwert des Widerstands ist nicht kritisch, sollte jedoch unter $100\text{ k}\Omega$ liegen. Wegen der geringen Temperaturempfindlichkeit des verwendeten Widerstandsmaterials genügt es, nur einen Dehnstreifen auf die Metallfeder aufzukleben (Bild 55). Die Schaltung des Meßverstärkers für die elektronische Waage unterscheidet sich kaum von dem des Belichtungsmessers (Bild 56). Bei Verwendung der integrierten Operationsverstärker ist die Leiterplatte klein (Bild 57). Mit dem Gegenkopplungswiderstand R_3 wird die Verstärkung und damit die Empfindlichkeit der Schaltung eingestellt, während R_3/R_4 für die Nullpunktkorrektur vorgesehen sind. Im Bild 58 ist ein Vorschlag für den mechanischen Aufbau einer elektrischen Waage dargestellt. Gehäuse und Waagschale sind aus PVC hergestellt. Die Waagschale stützt sich über einen Metallstab auf den Federstahl des Meßfühlers. Zwei Flachbatterien 3 R 12 bilden die Spannungsquelle.

Für die Eichung legen wir ein dem beabsichtigten Meßbereich entsprechendes Wägestück auf die Waagschale. Mit R_3 stellen wir die Verstärkung so ein, daß gerade Vollausschlag erreicht wird. Bei nicht zu starker Verformung besteht linearer Zusammenhang zwischen Gewicht und angezeigter Spannung, die Skala ist daher ebenfalls linear unterteilt. Es empfiehlt sich, Nullpunkt- und Vollausschlagkorrektur von Zeit zu Zeit zu wiederholen.

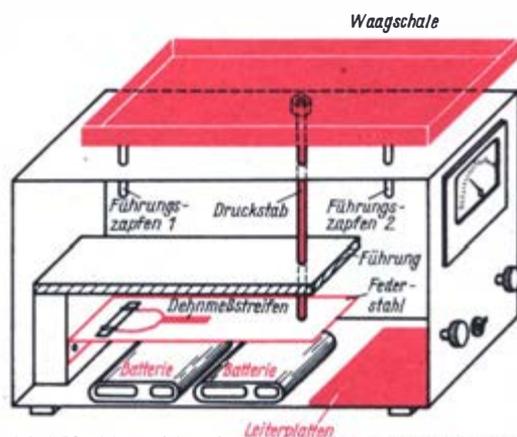


Bild 58. Vorschlag für den Aufbau einer elektronischen Waage



Bild 59. Ansicht der elektronischen Waage

3. Digitales Messen

Wir experimentieren mit digitalen Grundschaltungen

Das Verstärkerbauelement der digitalen Grundschaltungen wird der Transistor sein. In einigen Experimenten haben wir seine Funktion und sein Verhalten bereits untersucht. Die dabei erworbenen Kenntnisse werden wir im folgenden anwenden. Als erstes bauen wir auf der Experimentierplatte eine einfache Verstärkerstufe (Bild 60) auf und untersuchen ihr digitales Verhalten. Als Spannungsquelle dient eine frische Taschenlampenbatterie 3 R 12 mit $U_B = 4,5\text{ V}$ Klemmenspannung.

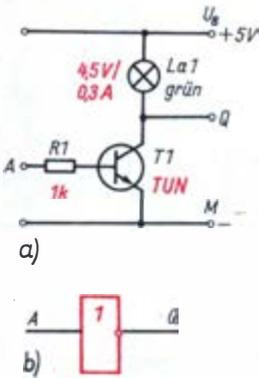


Bild 60. Einfache Schaltstufe (Negator):
a) Stromlaufplan,
b) Schaltzeichen

Funktionstabelle für den Negator

A	Q
L	H
H	L

Grundlage der Digitaltechnik ist das Zählen (digit, engl.: Zahl). Um das Zählen mit einfachen Grundschaltungen zu realisieren, bietet das *duale Zahlensystem*, auch als *binäres System* bezeichnet, in dem es nur zwei Ziffern, nämlich 0 und 1, gibt, Vorteile. Den *Dualzahlen* können wir jeweils eindeutige Signale zuordnen. Wenn die digitale Schaltung diese Signale dann nach logischen, d. h. mathemati-

schen Gesetzen verarbeitet, ist das Verhalten der Schaltung auch mit mathematischen Formeln beschreibbar. Welche Vorteile das bietet, werden wir im weiteren noch sehen.

Wir ordnen wie folgt zu:

Ziffer 0 = *Zustand L* (keine Spannung vorhanden)

Ziffer 1 = *Zustand H* (Spannung vorhanden)

In den Experimenten wählen wir zur eindeutigen Unterscheidung von H und L zur Anzeige von L eine grüne Lampe und zur Anzeige von H eine rote Lampe. Mit der Experimentierschaltung von Bild 60 erhalten wir folgende Ergebnisse:

1. Liegt am Eingang A H-Pegel (A mit + 4,5 V verbinden), führt der Ausgang Q L-Pegel (etwa + 0,5 V), die Lampe leuchtet. Das Leuchten der grünen Lampe zeigt damit L am Ausgang Q an.

2. Liegt am Eingang A L-Pegel (A mit Masse = Minusleitung verbinden), führt der Ausgang H-Pegel (etwa 4,5 V), die Lampe ist verloschen.

Diese Ergebnisse stellen wir in der *Wahrheitstabelle* dar.

Da am Ausgang Q immer das *nicht* vorhanden ist, das am Eingang A liegt, bezeichnet

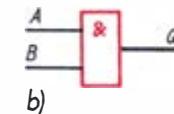
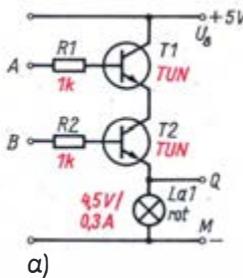


Bild 61. AND-Gatter:
a) Stromlaufplan,
b) Schaltzeichen

Funktionstabelle für logisches AND

A	B	Q
L	L	L
H	L	L
L	H	L
H	H	H

Funktionstabelle für logisches NAND

A	B	Q
L	L	H
H	L	H
L	H	H
H	H	L

man diese Grundsaltung als *Negator*. Dieses Verhalten können wir mit den Mitteln der *Schaltalgebra*, auch als *Boolsche Algebra* bezeichnet, als Gleichung beschreiben

$$\bar{A} = Q \text{ oder } A = \bar{Q} \quad (\text{lies: } \bar{Q} \text{ quer}).$$

Dabei bedeutet der Strich über dem Buchstaben immer die Negation. Im weiteren wird uns also nicht mehr interessieren, was im Negator vorgeht. Wir betrachten ihn als Grundsaltung mit einer logischen Funktion. Das (logische) Schaltzeichen des Negators ist auf Bild 60b dargestellt. Daß am Ausgang Q das zu A negierte Signal anliegt, wird durch den Knotenpunkt dargestellt.

Wir verknüpfen Signale – das logische UND

In den nächsten Experimenten werden wir untersuchen, wie man Signale verknüpfen kann. Zu diesem Zweck kombinieren wir zwei Transistoren mit einer Anzeigelampe. Im ersten Experiment sind beide Transistoren in Reihe geschaltet, die Lampe liegt in der Emitterleitung

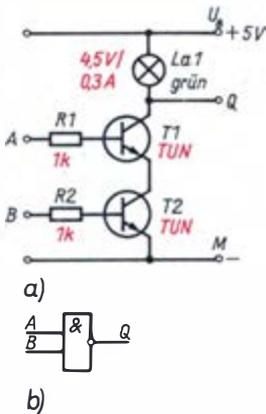


Bild 62. NAND-Gatter:
a) Stromlaufplan,
b) Schaltzeichen

von T₂ (Bild 61). Von den Experimenten mit Transistoren wissen wir, daß dann keine Negierung des Eingangssignals eintritt. Die leuchtende Lampe (rot) zeigt uns im Unterschied zum vorangegangenen Experiment H-Pegel am Ausgang Q an (Kontrolle mit Vielfachmeßgerät!). Im Experiment *kombinieren* wir an den Eingängen A und B die vier möglichen Pegelzustände LL, LH, HL und HH und tragen die Ergebnisse in eine Funktionstabelle ein.

Am Ausgang Q erscheint nur dann H, wenn an den Eingängen A und B H anliegt. Für die anderen möglichen Pegelkombinationen an den Eingängen erhalten wir L am Ausgang. Dieses Verhalten bezeichnet man als *logisches UND* bzw. *AND*. Die logische Schaltungsgleichung für das AND lautet

$A \wedge B = Q$
mit dem logischen Zeichen \wedge für UND. Wir lesen die Gleichung: „Wenn A und B vorhanden sind, ist Q vorhanden.“ Das Schaltungssymbol für das AND ist auf Bild 61b dargestellt.

Im nächsten Experiment schalten wir lediglich die Anzeigelampe (grün) in die Kollektorleitung von T₁ (Bild 62). Die Lampe zeigt nun L-Pegel am Ausgang Q an. Wir legen wieder die kombinierten Pegel LL, LH, HL und HH an die Eingänge A und B. Das Ergebnis tragen wir in die Funktionstabelle ein.

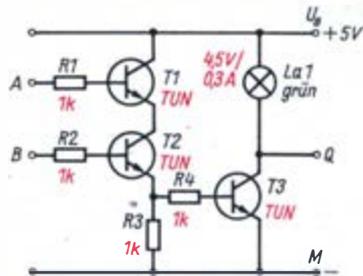


Bild 63. Stromlaufplan des AND-Gatters mit nachgeschaltetem Negator

3. Digitales Messen

Der Vergleich der Tabelle für das NAND mit der Tabelle für das AND läßt erkennen, daß nur die Spalte Q negiert wurde. Wir müßten also das gleiche Ergebnis erhalten, wenn wir dem AND einen Negator nachschalten (Bild 63). Das logische Verhalten der Schaltung überprüfen wir ebenfalls im Experiment und erhalten als Ergebnis die Aussage der Tabelle. Ein Gatter, das sich aus einem AND und einem Negator zusammensetzt, wird als *NAND* bezeichnet. Die Schaltungsgleichung für das NAND lautet $A \wedge B = \bar{Q}$.

Wir lesen: „A NAND B“

Das Schaltsymbol für das NAND ist auf Bild 62b dargestellt. Es bleibt nun noch die Frage: Wie verhalten sich AND- und NAND-Gatter mit mehr als zwei Eingängen? In ihrem logischen Verhalten entsprechen sie den Gleichungen

AND $A \wedge B \wedge C = Q$ und

NAND $A \wedge B \wedge C = \bar{Q}$

Dies können wir ebenfalls im Experiment überprüfen. Stromlaufplan und Funktionstabelle dazu entwickelt der Leser selbständig.

Wir experimentieren mit dem logischen ODER

Beim logischen AND wurden die beiden Transistoren in Reihe geschaltet. Eine zweite Schaltungsmöglichkeit ergibt sich durch die Parallelschaltung der Transistoren. Auf der Experimentierplatte bauen wir die Schaltung von Bild 64 auf. Indem wir an die Eingänge A und B die möglichen Pegelkombinationen LL, LH, HL, HH legen, erhalten wir die Tabelle.

Funktionstabelle für logisches ODER

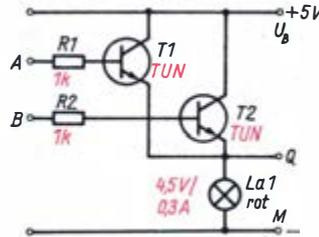
A	B	Q
L	L	L
H	L	H
L	H	H
H	H	H

Wir erkennen, immer wenn Eingang A oder B oder beide gleichzeitig H führen, liegt auch am Ausgang H. Daher wird diese Verknüpfung als *ODER*-Gatter, abgekürzt als *OR*, bezeichnet.

Das logische Verhalten des ODER-Gatters beschreibt die Gleichung

$$A \vee B = Q$$

Verknüpfungszeichen \vee von vel, lat.: oder. Die logische Gleichung lesen wir: „Wenn A ODER B vorhanden ist, ist Q vorhanden.“ Das Schaltzeichen des ODER-Gatters zeigt Bild 64b.



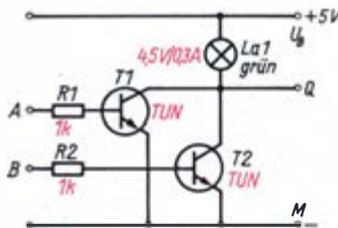
a)



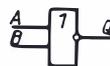
b)

Bild 64. ODER-Gatter:
a) Stromlaufplan,
b) Schaltzeichen

Im nächsten Experiment (Bild 65) schalten wir die Anzeigelampe (grün) in die gemeinsame Kollektorleitung von T₁ und T₂. Das Ergebnis des Experiments tragen wir wieder in eine Tabelle ein.



a)



b)

Bild 65. NOR-Gatter:
a) Stromlaufplan,
b) Schaltzeichen

Funktionstabelle für logisches NOR

A	B	Q
L	L	H
H	L	L
L	H	L
H	H	L

Das gleiche Ergebnis erhielten wir, wenn wir dem Ausgang des ODER-Gatters einen Negator nachgeschaltet hätten. Ein Gatter, das sich aus einem ODER und einem Negator zusammensetzt, wird als *NOR* bezeichnet. Die logische Gleichung für das NOR lautet:

$$A \vee B = Q$$

gelesen: „A NOR B.“

Das Schaltzeichen des NOR ist auf Bild 65b dargestellt. Mit diesen Experimenten haben wir das Verhalten der wichtigsten Verknüpfungsschaltungen kennengelernt. In einer Tabelle im Anhang sind sie noch einmal übersichtlich zusammengefaßt. Diese Verknüpfungsschaltungen sind gewissermaßen die Bausteine, aus denen wir alle anderen Digital-schaltungen aufbauen können.

Außer der elektronischen Funktion, die bei den Experimenten im Vordergrund stand, ist besonders wichtig, daß wir das Verhalten des Negators, der AND-, NAND-, ODER- und NOR-Gatter durch mathematische Ausdrücke beschreiben können. Damit ist uns die Mög-

lichkeit gegeben, mit Hilfe der *Schaltalgebra* umfangreiche logische Schaltungen zu berechnen und zu *optimieren*. Wir werden in einem späteren Abschnitt die bisher formulierten Zusammenhänge der Schaltalgebra durch weitere Rechenregeln ergänzen und in einem Beispiel anwenden.

Die bisher von uns benutzten Transistor-schaltungen eignen sich recht gut für die Erprobung digitaler Grundsaltungen, jedoch nicht mehr zum Aufbau komplexer digitaler Schaltungen. Solche komplexe digitale Schaltungen würden zu einem regelrechten Transistorgrab mit entsprechendem Arbeits- und Kostenaufwand. Wir werden daher bei unseren weiteren Experimenten und Geräteaufbauten integrierte Digitalschaltungen verwenden und ihre Vorzüge kennenlernen.

Die integrierten Digitalschaltungen wurden als sogenannte *Schaltkreisfamilien* entwickelt. Innerhalb einer Schaltkreisfamilie gibt es Typen mit einfachen NAND- oder NOR-Gattern bis hin zu kompletten *Zähl-* und *Dekoderbausteinen*. Alle diese Einzeltypen können unter Beachtung bestimmter Regeln zusammengesetzt werden. Wir werden die Schaltkreise der *TTL-Familie* anwenden, da sie ein breites Typensortiment umfassen und die Bauelemente sehr preiswert sind. TTL ist die Abkürzung für **Transistor-Transistor-Logik**, da die logischen Funktionen von Transistoren ausgeführt werden. Gegenstand unserer nächsten Experimente sind daher TTL-Schaltkreise.

Integrierte Digitalschaltungen

Im nächsten Experiment mit logischen Schaltungen lernen wir die integrierte Digitalschaltung als Bauelement kennen (Bild 47). Diese Bauform der IS wird als DIL-Form (Abkürzung, engl. von dual in line) bzw. das Gehäuse als *DIL-Gehäuse* bezeichnet. Die Anschlüsse, *Pin* oder *Stift* genannt, werden von links unten, mit 1 beginnend, fortlaufend nummeriert. Die linke Seite ist durch eine Kerbe oder eine Vertiefung auf dem Gehäuse markiert. Im Unterschied zu den Transistoren, bei denen von unten auf die Anschlüsse gesehen wird, gilt die Stiftbezeichnung bei den IS, wenn man von *oben* auf das Bauelement sieht. Die von uns verwendeten IS haben 14 oder 16 Stifte. Für die Experimente fertigen wir uns aus Leiterplattenmaterial und

zwei 16poligen IS-Fassungen zwei IS-Experimentierplatten (Bild 66) an. Zusammen mit der Experimentierplatte von Bild 4 können wir dann auch umfangreichere Schaltungen erproben.

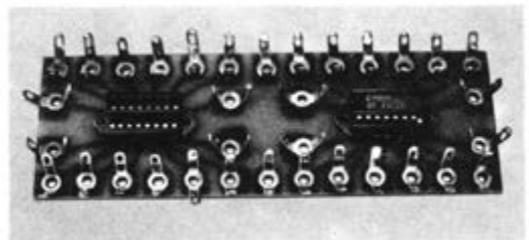


Bild 66. Experimentierplatte für IS

3. Digitales Messen

Die von uns verwendeten Digital-IS der TTL-Standardreihe werden in der DDR mit der Bezeichnung D 1 und weiteren zwei Ziffern zur Kennzeichnung der logischen Funktion hergestellt. Diese Typenreihe produzieren auch Firmen des Auslandes. Zur Kennzeichnung wird meist die internationale Typenbezeichnung 74 mit zwei oder drei folgenden Ziffern für die logische Funktion angewendet. Die Hersteller sind meist durch vorangestellte Buchstaben gekennzeichnet.

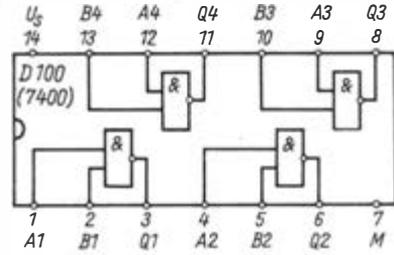
Hersteller	Bezeichnung
international	7400
DDR	D 100
ČSSR	MH 7400
VRP	UCY 7400
UVR	7400 PC

Die Schaltkreise der vorstehenden Übersicht haben alle die gleichen logischen Eigenschaften (4fach NAND mit je zwei Eingängen) und auch gleiche elektrische Eigenschaften und Anschlußbelegungen. Sie sind damit *pin-kompatibel* und untereinander *austauschbar*. Zur Kennzeichnung wird in den Schaltbildern immer die in der DDR oder ČSSR produzierte IS und in Klammern die internationale Bezeichnung angegeben.

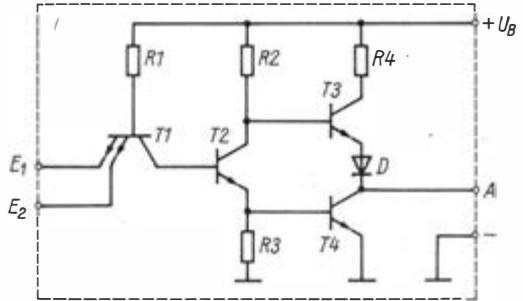
Was wir von den TTL-IS wissen müssen

Die IS „D 100“ (7400) enthält vier NAND-Gatter mit je zwei Eingängen (Bild 67). Die logische Funktion dieser Gatter kennen wir aus den vorangegangenen Experimenten. Für die Experimente mit der IS „D 100“ (7400) betrachten wir zunächst die *Innenschaltung* eines Gatters, da sich daraus die elektrischen Daten und Vorschriften zur Behandlung der IS ergeben. Diese Daten und Vorschriften gelten sinngemäß für alle IS der TTL-Familie. Wir werden uns daher im weiteren nicht mehr mit den Innenschaltungen befassen, sondern nur noch ihre logische Funktion betrachten.

Das wichtigste Element eines TTL-Gatters ist ein Transistor mit *Vielfach-Emitter*. Er übernimmt die logische AND-Vernüpfung von zwei oder mehr Eingangsvariablen. Wenn beide Eingänge auf hohem Potential (H-Pegel) liegen, wird T_1 *invers* betrieben, d. h., der Strom fließt in den Emitter hinein sowie aus dem Kollektor heraus zur Basis von T_2 , der als Negator



a)



b)

Bild 67. IS „D 100“:

a) Anschlußbelegung,

b) Innenschaltung

arbeitet, und öffnet diesen. Am Kollektor von T_2 und damit am Ausgang des Gatters liegt L-Potential. Liegt dagegen mindestens einer der Eingänge auf L-Potential, dann wird T_1 normal betrieben. Das bedeutet, T_1 ist leitend, damit liegt die Basis von T_2 auf Minus, so daß T_2 gesperrt ist und am Gatterausgang H-Signal erscheint. Die Transistoren T_3 und T_4 bilden eine Gegentaktendstufe, durch die die Belastbarkeit des Ausgangs erhöht wird. Der Widerstand R_4 begrenzt den Strom durch T_4 bei Kurzschluß am Ausgang. Damit ist das Gatter *kurzschlußfest*. Durch die direkte Kopplung innerhalb des Gatters können bei langsamem Umschalten Instabilitäten auftreten, die Störungen ergeben. TTL-Gatter erfordern daher Impulse mit *steilen* Flanken. Die Umschaltsschwelle liegt bei etwa 1,4 V. Der Bereich von 0...0,7 V wird vom Gatter als L und der Bereich von 2,1...5 V als H erkannt, damit ergibt sich ein verbotener Bereich von 0,7...2,1 V für das Eingangssignal. Die *Speisespannung* für TTL-IS soll im Bereich von $U_S = 4,75...5,25$ V (typisch 5 V) liegen. Ferner merken wir uns:

— Die Zahl der an einem Ausgang anschaltbaren Eingänge ist begrenzt und wird in den Da-

tenblättern durch den *Lastfaktor* angegeben. Das *Standard-TTL-Gatter* hat einen Ausgangslastfaktor von $N_L = 10$ und den Eingangslastfaktor $N_L = 1$. Damit können wir an einen Ausgang mit $N_L = 10$ bis zu zehn Eingänge mit je $N_L = 1$ anschalten.

– Die Ausgänge der Gatter dürfen bis auf die Typen mit *offenem Kollektor* nicht parallelgeschaltet werden. An einen Ausgang können daher mehrere Eingänge, aber nicht an einen Eingang mehrere Ausgänge angeschaltet sein.

– Der Ausgang des Gatters ist kurzschlußfest, jedoch sollte zur Begrenzung der zulässigen Verlustleistung nicht mehr als ein Gatter pro Baustein kurzgeschlossen werden. Bei schnellen TTL-IS nur bis 1 s!

Der typische *Leistungsbedarf* eines Gatters in TTL-Technik liegt bei 10 mW. Das mag zunächst wenig *erscheinen*, bei einer Vielzahl von logischen Funktionen summiert sich der Leistungsbedarf jedoch zu *beträchtlichen* Werten. So beträgt die Stromaufnahme der Digitaluhr etwa 1,2 A bei 5 V Klemmenspannung. Es lag daher nahe, aus der TTL-Standardreihe weitere Serien zu entwickeln, die in einzelnen Parametern verbessert bzw. verändert sind. Dazu gehören z. B. die TTL-Serie L (Low power TTL, engl.: geringe Leistungs-TTL) mit dem typischen Leistungsverbrauch von 1 mW pro Gatter, aber verringerter Schaltgeschwindigkeit, oder die TTL-Serie S (Schottky-Technik) für Arbeitsgeschwindigkeiten bis 80 MHz. Bei unseren Geräten und Experimenten werden nur IS der TTL-Standard-Serie verwendet.

Zeitweise bietet der Handel von manchen Typen unter der Bezeichnung *Anfall- oder Basteltypen* sehr preiswert TTL-IS an, die in ihren Toleranzen nicht den Anforderungen der Industrie genügen. Für unsere Experimente und Geräte sind sie unbedenklich verwendbar, so daß wir, wenn möglich, diese Typen schon aus Ersparnisgründen nehmen.

Wir experimentieren mit dem integrierten NAND „D 100“ (7400)

Die ersten Experimente sollen unsere Kenntnisse über die Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten des NAND erweitern. Da wir in einem IS vier Gatter zur Verfügung haben, sind kombinatorische Schaltungen einfacher als mit der Transistorschaltung realisier-

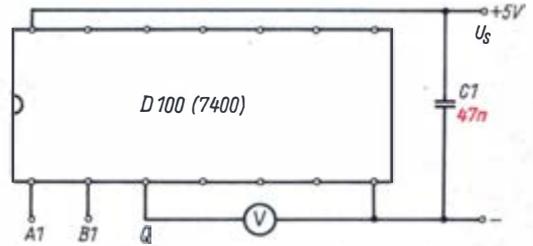


Bild 68. Experimentierschaltung für NAND mit zwei Eingängen

bar. Auf der IS-Experimentierplatte bauen wir die Schaltung nach Bild 68. Die Batterie müssen wir aus drei frischen Monozellen zusammenstellen, damit die Betriebsspannung $U_S = 4,8\text{ V}$ beträgt. Günstiger ist eine Batterie aus vier Nickel-Kadmium-Knopfzellen mit der Kapazität $K_5 = 500\text{ mAh}$, wie wir sie dann für den Drehzahlmesser oder den Fernsteuerempfänger benötigen. Die Spannung der NiCd-Batterie liegt im geladenen Zustand im Bereich $U_S = 4,8\text{ V} \dots 5,0\text{ V}$. Bei allen Experimenten mit TTL-IS löten wir unmittelbar am Schaltkreis zwischen U_S und M (Masse) einen keramischen Kondensator $C = 47\text{ nF}$, der kurzzeitige Spannungseinbrüche beim Umschalten und die Einkopplung von *Störimpulsen* verhindern soll. Den Pegel am Ausgang weisen wir zunächst mit dem Vielfachmesser nach. An die Eingänge löten wir farbige Litze mit blankem, verzinnem Ende.

1. Experiment

Wir legen an die Eingänge A und B nacheinander die Pegel LL, LH, HL und HH, indem wir die Litzenenden mit $U_S = H$ oder $M = L$ verbinden. Die Ergebnisse tragen wir wieder in eine Funktionstabelle ein und stellen fest, daß sie mit unseren Ergebnissen vom NAND übereinstimmen. Das integrierte NAND hat das gleiche logische Verhalten wie das Transistor-NAND.

2. Experiment

Mit der Schaltung von Bild 68 überprüfen wir, wie sich unbeschaltete, also offene Eingänge verhalten. Sind beide Eingänge offen, führt der Ausgang $Q = L$. Nach der Funktionstabelle entspricht das $A = H$ und $B = H$. Wir schließen folgern, daß jeder offene Eingang am NAND H-Pegel führt. Zur Kontrolle legen wir wechselweise die Eingänge A und B auf L, der andere Eingang bleibt offen. In jedem Fall geht der Ausgang auf $Q = H$. Das entspricht laut Funk-

tionstabelle den Pegeln HL und LH an den Eingängen, womit unsere Behauptung bewiesen ist. Daraus ergibt sich eine weitere Schlußfolgerung: Ungenutzte Eingänge von NAND-Gattern werden auf H-Pegel oder U_S geschaltet. Das logische Verhalten wird dadurch nicht verändert, aber mögliche Fehlfunktionen werden verhindert. Aus dem Ergebnis des zweiten Experiments ergibt sich ferner, daß sich ein NAND mit nur einem freien Eingang wie ein Negator verhält. Allerdings ist es in der Anwendung des NAND als Negator günstiger, die beiden Eingänge parallel zu schalten.

3. Experiment

Wir schalten nach dem Logikschaltplan von Bild 69 Gatter 1 und Gatter 2 als Negator jeweils vor die Eingänge A3 und B3 des Gatters 3. Den Pegel an Q3 weisen wir mit dem Vielfachmesser nach. Den Pegel an Q tragen

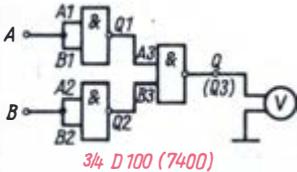


Bild 69. Experimentierschaltung für NAND mit Negatoren in den zwei Eingängen

wir in eine Funktionstabelle für die Kombinationen LL, LH, HL und HH an den Eingängen A und B ein. Vergleichen wir die erhaltene Funktionstabelle mit unserer ODER-Tabelle, stellen wir gleiches logisches Verhalten fest. Damit entspricht das NAND mit negierten Eingängen dem logischen ODER. Als logische Gleichung wird dieses Ergebnis ausgedrückt zu

$$\bar{A} \wedge \bar{B} = A \vee B$$

Damit haben wir die Möglichkeit, das logische ODER mit Hilfe von drei NAND-Gattern darzustellen.

4. Experiment

Die Schaltung von Bild 69 wandeln wir auf der Experimentierplatte in die Schaltung von

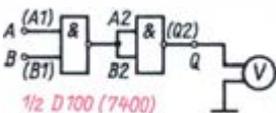


Bild 70. Experimentierschaltung für NAND mit nachgeschaltetem Negator

Bild 70 um. Im vierten Experiment legen wir wieder die Pegel LL, LH, HL und HH an die Eingänge A und B und notieren die dazugehörigen Ausgangspegel. Der Vergleich mit unseren Funktionstabellen läßt erkennen, daß diese Schaltung das logische Verhalten des AND hat. Wir können also die Gleichung

$$A \wedge B = A \wedge B$$

formulieren. Die *doppelte Negation* ergibt also wieder den Ausgangszustand. Schaltungstechnisch bedeutet es, daß wir mit zwei NAND ein AND nachbilden können.

Zusammenfassung:

Das Gesamtergebnis der vier Experimente ist für unsere weiteren Arbeiten insofern wichtig, weil wir mit NAND-Gattern andere logische Funktionen (Negation, ODER, AND) nachbilden können. Damit genügt uns das NAND, um die anderen logischen Funktionen darzustellen. Blicke hier noch darauf hinzuweisen, daß es auch integrierte NAND mit mehr als zwei Eingängen in der TTL-Familie gibt:

- D 110 (7410) 3fach NAND mit je drei Eingängen
- D 120 (7420) 2fach NAND mit je vier Eingängen
- D 130 (7430) ein NAND mit acht Eingängen.

Wir lernen Lichtemitterdioden (LED) kennen

Für unsere weiteren Experimente und Prüfarbeiten genügen die bisher angewendeten Anzeigemittel (kleine Glühlampen oder Vielfachmeßgerät) nicht mehr. Die Glühlampen sind wegen des Einschaltstromstoßes und der Unzuverlässigkeit als Pegelanzeige für IS ungeeignet. Das Vielfachmeßgerät benötigen wir meist zur Prüfung anderer elektrischer Größen. Wir bauen uns daher ein kleines, einfaches Prüfgerät, mit dem die Pegel H und L unkompliziert nachzuweisen sind. Zunächst müssen wir uns aber mit dem Anzeigebauerelement *Lu-mineszenzdiode*, auch als Lichtemitterdiode, kurz LED bezeichnet, befassen.

Die LED ist eine Halbleiterdiode, die bei Stromdurchgang durch Rekombinationsvorgänge Energie in Form von sichtbarem Licht ausstrahlt. Die LED als Festkörper-Bauerelement hat nahezu unbegrenzte Lebensdauer, die An-

zeige erfolgt *trägheitslos*. Als Halbleitermaterial wird vorwiegend GaAsP oder GaP verwendet. Je nach Dotierung und Halbleitermaterial sendet die LED gelbes, rotes oder grünes Licht aus.

In der DDR werden unter anderem die Typen

VQA 13	rot	} Katode ist längerer Anschluß an abgeflachter Gehäuse-seite
VQA 23	grün	
VQA 33	gelb	

für Anzeigezwecke hergestellt (Bild 71). Die LED werden in *Durchlaßrichtung* betrieben. Der Durchlaßgleichstrom soll $I_F = 20...50$ mA

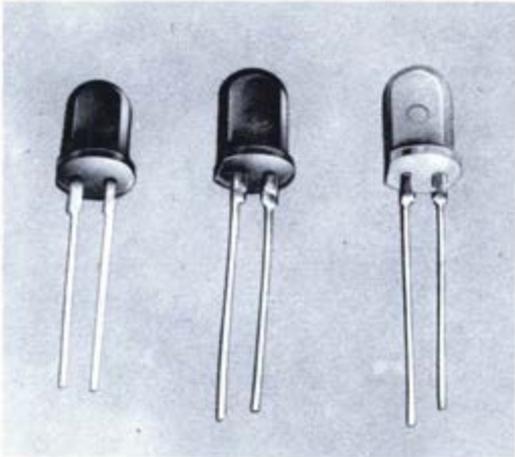


Bild 71. LED als Anzeigebauelement: VQA 13 (rot), VQA 23 (grün), VQA 33 (gelb), (v. l. n. r.)

bei $U_F = 1,8...2$ V betragen. Das macht den Betrieb mit Vorwiderstand erforderlich, wobei die Größe von R_V die Lichtstärke bestimmt. Für $I_F = 30$ mA erhalten wir

$$R_V = \frac{(U_S - U_F)}{I_F} = \frac{(5V - 2V)}{30 \text{ mA}} = 100 \Omega$$

Die Eignung der LED zur Pegelanzeige erproben wir in einem Experiment mit einem NAND-Gatter (Bild 72). Bei L-Pegel am Ausgang leuchtet D 1 (grün), bei H-Pegel leuchtet D 2 (rot). Da beide Dioden in Reihe liegen, verlischt D 1 beim Leuchten von D 2 nicht vollständig. Diesen kleinen Mangel können wir in Kauf nehmen.

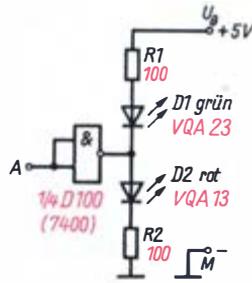


Bild 72. Pegelanzeige am Ausgang eines NAND-Gatters

Wir bauen einen Pegelprüfer

Unsere bisher erworbenen Kenntnisse wenden wir beim Bau des Pegelprüfers an. Der Pegelprüfer soll uns lediglich die Aussage ermöglichen, ob an der untersuchten Stelle H- oder L-Pegel gegenüber Masse M vorhanden ist. Den H-Pegel zeigen wir wieder mit einer roten LED, den L-Pegel mit einer grünen LED an. Um den Prüfpunkt nicht mit dem Diodenstrom zu belasten, schalten wir den LED Transistoren vor. Die beiden Transistoren sind so geschaltet, daß immer nur einer leitend sein kann, also auch nur eine LED leuchtet (Bild 73). Der Vorwiderstand für beide LED liegt in der gemeinsamen Emittenerleitung.

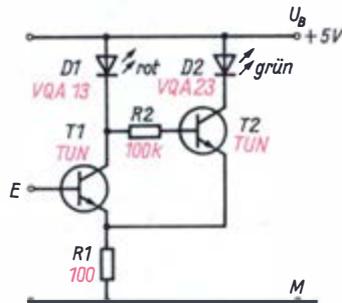


Bild 73. Stromlaufplan des Pegelprüfers

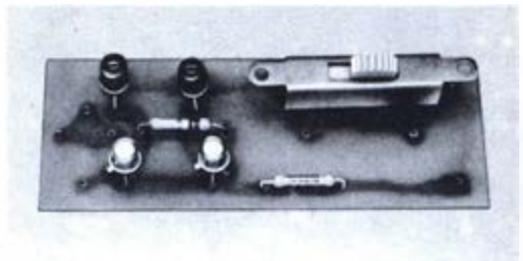
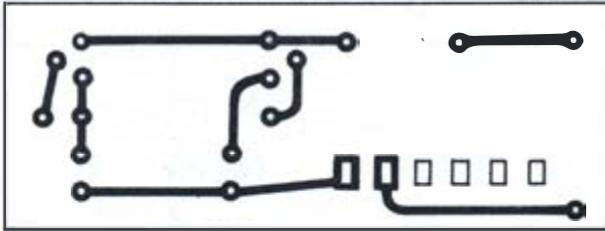
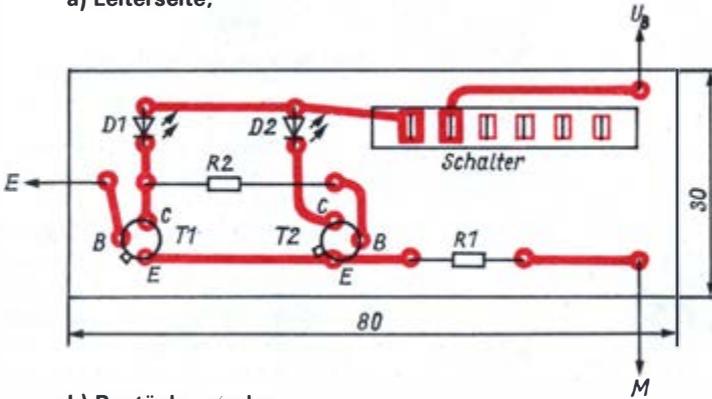


Bild 74. Musteraufbau des Pegelprüfers

Bild 75. Leiterplatte des Pegelprüfers:



a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

Den Pegelprüfer können wir wegen der wenigen **Bauelemente** auf einer kleinen Lochrasterplatte aufbauen (Bild 74 und 75) oder eine kleine Leiterplatte dafür anfertigen. Bei der Erprobung werden wir feststellen, daß bei offenem Eingang Diode D_2 leuchtet. Da dann kein L-Pegel anliegt, ist das eine Zweideutigkeit, die wir in Kauf nehmen. Um eindeutige Pegelbeziehungen am Eingang zu sichern, erhält der Pegelprüfer seine Betriebsspannung aus der geprüften Schaltung. An den Eingang löten wir eine Litze mit Prüfspitze (starke Nähnadel) an.

Mit NAND-Gattern erzeugen wir Impulse

Bisher haben wir immer nur die logische Funktion der NAND-Gatter betrachtet. Eine andere Eigenschaft haben wir als selbstverständlich vorausgesetzt und auch genutzt – es ist die *Verstärkerwirkung*. Zwischen Ein- und Ausgang eines Negators wird das Signal nicht nur negiert, sondern auch verstärkt. Wird bei einem Verstärker ein Teil der Ausgangsspannung phasenrichtig auf den Eingang rückge-

koppelt, erhält man ein schwingungsfähiges Gebilde (Bild 43). Verstärker kann dabei ein Transistor, ein Operationsverstärker oder auch ein Negator sein. Da wir mit NAND-Gattern experimentieren, benutzen wir diese logische Grundschialtung auch zur *Erzeugung* von Impulsen. Schaltungen zur Erzeugung von Schwingungen oder Impulsen werden als *Generatoren* oder *Oszillatoren* bezeichnet.

Einen einfachen Impulsgenerator erhalten wir durch die Reihenschaltung von zwei NAND-Gattern (Bild 76). Die Rückkopplung er-

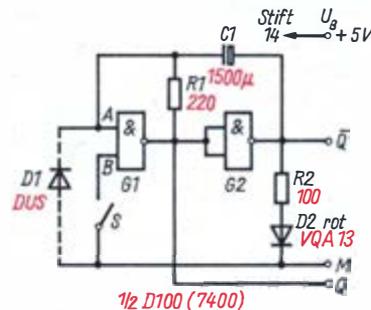


Bild 76. Impulsgenerator aus zwei NAND

folgt über C_1 . Die Periodendauer T ist von den Werten für R_1 und C_1 abhängig. Sie berechnet sich nach $T = k \cdot R \cdot C$ mit $k = 3 \dots 8$ für Standard-TTL (kleine Werte von k für Kondensatoren mit nF-Werten, große Werte von k für Kondensatoren mit μF -Werten bis 2200 und mit $k = 3$ für schnelle TTL („D 200“). Der Wert für R_1 ist mit $R_1 = 220 \Omega$ vorgegeben und kann nur in engen Grenzen geändert werden. Die Periodendauer T bzw. Impulsfrequenz $f = \frac{1}{T}$ stellen wir daher mit der Bemessung von C_1 ein. Mit $C_1 = 100 \mu\text{F}$ erhalten wir $T \approx 1 \text{ s}$. Das Tastverhältnis ist dabei 1 : 1, d. h., mit

$t_H \approx 0,5 \text{ s}$ und $t_L \approx 0,5 \text{ s}$ erhalten wir gleiche Zeiten für H und L. Der Pegelprüfer am Ausgang Q leuchtet mit gleichen Zeiten für rot und grün. Mit dem freien Gattereingang an G_1 können wir den Impulsgenerator ein- und ausschalten. Bei H am Eingang B schwingt der Generator.

Die Schaltung erproben wir auf der IS-Experimentierplatte. Bei den Aufladevorgängen an C_1 können am Eingang A negative Spannungen auftreten, die den zulässigen Wert überschreiten. Zur Begrenzung der negativen Spannungen ist D_1 vorzusehen. Bei einigen Fabrikaten sind diese Schutzdioden integriert.

Wir zählen elektronisch

Der ungeduldige Leser wird sicher schon gefragt haben, wann denn nun endlich digital gemessen wird? Alle bisherigen Experimente zur Digitaltechnik dienten der direkten Vorbereitung dazu. Ehe wir den ersten digitalen Meßvorgang ausführen können, sind noch weitere Vorbereitungen notwendig. Wie eingangs betont, ist Messen ein Vergleichen mit bekannten Einheiten. Digitales Messen heißt dann für uns, bei diesem Vergleichsvorgang muß gezählt werden. Unsere nächste Aufgabe besteht also darin, mit den digitalen Grundschaltungen einen Zähler aufzubauen. Die bisher im Experiment kennengelernten digitalen Schaltungen wie AND, NAND, ODER, NOR und Negator sind kombinatorische Schaltungen.

Diese kennzeichnet, daß die Ausgangsgrößen immer nur vom augenblicklichen Zustand der Eingangsgröße abhängig sind. Zum Zählen sind kombinatorische Schaltungen nicht geeignet, dafür benötigen wir Schaltungen mit Gedächtnis, technisch als Speicher bezeichnet. Speicher sind sequentielle Schaltungen, ihre Ausgangsgrößen sind von den augenblicklichen und den früher vorhandenen Eingangsgrößen abhängig. Die Eingangssignale werden gespeichert und mit zeitlich darauffolgenden Eingangssignalen verknüpft.

Das Flipflop ist unser Zählbaustein

Der einfachste elektronische Speicher ist der bistabile Multivibrator, in der Literatur auch als Flipflop oder kurz FF bezeichnet. Die Universalität des NAND-Gatters zeigt sich darin, daß wir mit ihm auch Zähl-schaltungen aufbauen können. Aus zwei NAND-Gattern bauen wir auf der IS-Experimentierplatte die Schaltung von Bild 77 auf. Besonderes Merkmal ist, daß die Ausgänge kreuzweise mit je einem Eingang des anderen NAND verbunden sind. Mit den Schaltern stellen wir H oder L an den freien Eingängen ein, die Ausgangspegel werden durch die Leuchtdioden angezeigt. In bewährter Weise legen wir an die Eingänge die Pegelkombinationen LL, LH, HL und HH! Das Ergebnis des Experiments tragen wir wieder in eine Funktionstabelle ein. Betrachten wir diese Funktionstabelle etwas näher: Werden

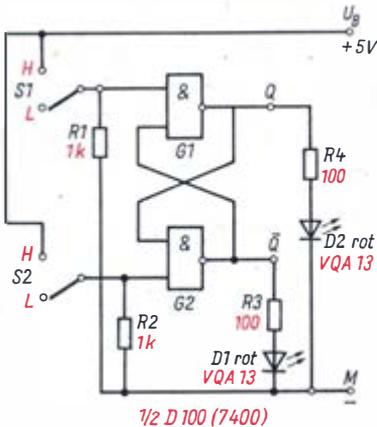


Bild 77. Experimentierschaltung für Flipflop

Funktionstabelle für RS-Flipflop

S	R	Q	\bar{Q}
L	L	H	H*
L	H	H	L
H	L	L	H
H	H	keine Änderung	

* siehe Text

beide Eingänge gleichzeitig auf L-Signal geschaltet, sperren beide Gatter, und an beiden Ausgängen erscheint H-Pegel. Allerdings ist dieser Zustand vorher nicht bestimmbar, es kann genauso gut $Q = H$ und $\bar{Q} = L$ oder $Q = L$ und $\bar{Q} = H$ eintreten. Damit ist dieser Schaltzustand technisch uninteressant, genau wie der für H-Pegel an beiden Eingängen, weil sich der Schaltzustand dann nicht ändert. Für den vorgesehenen Zweck als Speicher sind die Fälle mit unterschiedlichen Signalen an den Eingängen des Flipflop wichtig. Dabei können wir zwei wichtige Beobachtungen machen:

- Das Flipflop *schaltet* nur *um*, wenn der Pegel von einem Eingang zum anderen *wechselt*.
- *Mehrmalige* Pegeländerungen (Betätigen der Taste) am gleichen Eingang ändern den Schaltzustand *nicht*, das Flipflop speichert diesen Zustand.
- Das Flipflop hat zwei Ausgänge, die jeweils *zueinander negierte* Pegel führen.
- Durch einen *bestimmten* Pegel an einem *bestimmten* Eingang wird das Flipflop in einen *bestimmten* Zustand geschaltet, gesetzt.
- Das Flipflop schaltet am gleichen Eingang erst wieder, wenn es *vorher zurückgesetzt* wurde.

Diese Eigenschaften sind die entscheidenden Voraussetzungen für die Anwendung des Flipflop in digitalen Zehlschaltungen. Allerdings muß das Flipflop noch weiterentwickelt werden, in der vorliegenden Form ist es zum Zählen schlecht geeignet. Nach dem Verhalten des Flipflop werden die beiden Eingänge mit „S“ (von Setzen) und „R“ (von Rückstellen oder Rücksetzen, engl.: *reset*) bezeichnet, die dem Flipflop auch den Namen RS-Flipflop gaben. Das vereinfachte Schaltbild und das Schaltzeichen für das RS-Flipflop sind auf Bild 78 dargestellt.

Das RS-Flipflop erfüllt bereits eine wichtige Bedingung für das Zählen – es hat ein Gedächtnis. Jedoch muß der Pegel *bzw.* das Si-

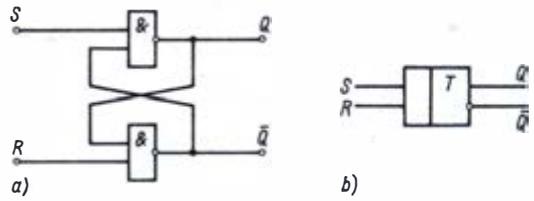


Bild 78. RS-Flipflop:
a) vereinfachtes Schaltbild,
b) Schaltzeichen

gnal immer von einem zum anderen Eingang wechseln, um am Ausgang Q eine Pegeländerung zu bewirken. Zählen können wir aber mit dem Flipflop nur, wenn bei Änderung an einem Eingang der Schaltzustand beeinflusst werden kann, z. B. 1. Impuls Q geht auf H, 2. Impuls Q geht auf L, 3. Impuls Q geht wieder auf H usw. Durch einen Schaltungstrick am RS-Flipflop können wir dieses Verhalten erzielen. Wir legen nach Bild 79 beide Eingänge

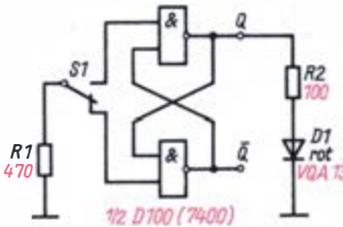


Bild 79. RS-Flipflop als Umschalter

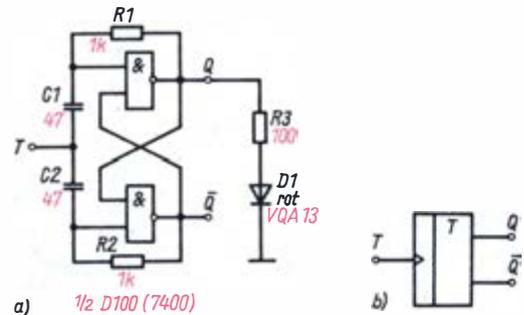


Bild 80. Einfache Zählerstufe aus zwei NAND-Gattern:
a) Stromlaufplan,
b) Schaltzeichen

über einen Umschalter wechselweise auf L-Pegel. Der jeweils freie Eingang liegt dann auf H-Pegel. Damit wird bei jedem Einschalten Q auf H und beim Ausschalten wieder auf L gehen.

Für den Aufbau eines Zählers ist diese Lösung ungeeignet, dazu müssen wir beide Eingänge mit Hilfe einer elektronischen Schaltung zu einem Eingang zusammenfassen. Da ein solches Flipflop dann bei jedem neuen Impuls seine Schaltstellung ändert, gewissermaßen bei jedem Takt, bezeichnet man ein solches Flipflop als *getaktetes* Flipflop und den Eingang als *Takteingang*. Das RS-Flipflop von Bild 79 lassen wir auf der Experimentierplatte aufgebaut, es dient uns im weiteren als elektronischer Schalter.

Wir erproben eine Zählstufe

Wenn wir die beiden Eingänge des RS-Flipflop über Kondensatoren zusammenfassen und eine Verbindung über Widerstände zu den Ausgängen Q und \bar{Q} herstellen (Bild 80), erhalten wir unsere erste Zählstufe. Die beiden RC-Glieder R_1/C_1 und R_2/C_2 wirken so, daß das Flipflop nur bei der HL-Taktflanke seinen Schaltzustand ändert. Ein solches Flipflop bezeichnet man als *flankengetriggertes Speicher-Flipflop*.

Als nächstes bauen wir die Schaltung von Bild 80 auf der IS-Experimentierplatte auf und erzeugen den Taktimpuls mit der Schaltung von Bild 79 (Q und T verbinden) oder mit dem Impulsgenerator von Bild 76. Das typische Verhalten beim Umschalten erkennen wir besser bei „Handbetrieb“ mit dem Umschalter. Bei Ansteuerung mit dem Taktgenerator wird jedoch eine weitere wichtige Eigenschaft deutlich. Die Leuchtdiode am Ausgang der Zählstufe blinkt nur mit der *halben* Frequenz des Taktgenerators, d. h., sie leuchtet nur bei jedem zweiten Impuls auf. Mit anderen Worten, die Zählstufe teilt die Taktfrequenz im Verhältnis 2 : 1. Eine Schaltung mit solchen Eigenschaften bezeichnet man auch als *Teiler*, in dem Fall als *2: 1-Teiler*.

Der erste Zähler wird aufgebaut

Die Zählstufe von Bild 80 kann zwar schon sehr viel, nämlich bis zwei zählen, aber das ist uns noch zuwenig. Wir schalten daher der ersten Zählstufe noch drei völlig gleichartig aufgebaute Zählstufen nach (Bild 81). Die Ausgänge aller vier Zählstufen sind herausgeführt und die Pegelanzeigen angeschlossen. Den Taktimpuls erzeugen wir für das erste Experiment mit der Schaltung von Bild 79. Für das Experiment bereiten wir eine Funktionstabelle vor, die für Takteingang und für die vier Ausgänge je eine Spalte hat. Die erzeugten Taktimpulse werden nummeriert. Parallel dazu zeichnen wir das Impulsdiagramm (Bild 82). Vor Beginn des Experiments stellen wir alle Ausgänge auf L, indem die zu \bar{Q} gehörenden Eingänge (R) L-Pegel erhalten (kurz mit Masse verbinden). Anschließend erzeugen wir die Taktimpulse. Für jeden Taktimpuls tragen wir den dazugehörigen Zählerstand (Pegel an Q 1...Q 4) in die Funktionstabelle des 4stufigen Binärzählers

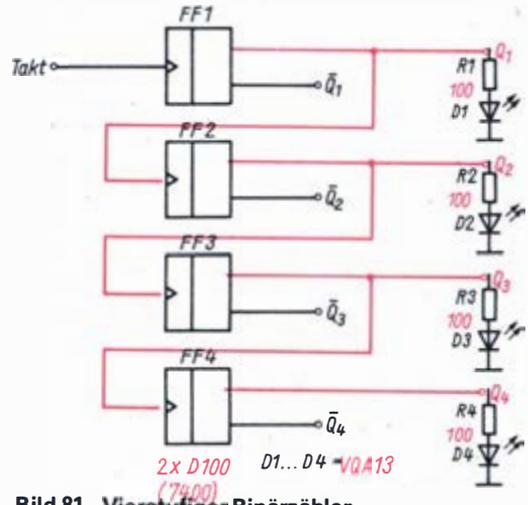


Bild 81. Vierstufiger Binärzähler

puls erzeugen wir für das erste Experiment mit der Schaltung von Bild 79. Für das Experiment bereiten wir eine Funktionstabelle vor, die für Takteingang und für die vier Ausgänge je eine Spalte hat. Die erzeugten Taktimpulse werden nummeriert. Parallel dazu zeichnen wir das Impulsdiagramm (Bild 82). Vor Beginn des Experiments stellen wir alle Ausgänge auf L, indem die zu \bar{Q} gehörenden Eingänge (R) L-Pegel erhalten (kurz mit Masse verbinden). Anschließend erzeugen wir die Taktimpulse. Für jeden Taktimpuls tragen wir den dazugehörigen Zählerstand (Pegel an Q 1...Q 4) in die Funktionstabelle des 4stufigen Binärzählers

Funktionstabelle des 4stufigen Binärzählers

Impulsfolge	Ausgänge			
	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H
10	H	L	H	L
11	H	L	H	H
12	H	H	L	L
13	H	H	L	H
14	H	H	H	L
15	H	H	H	H
16 = 0				

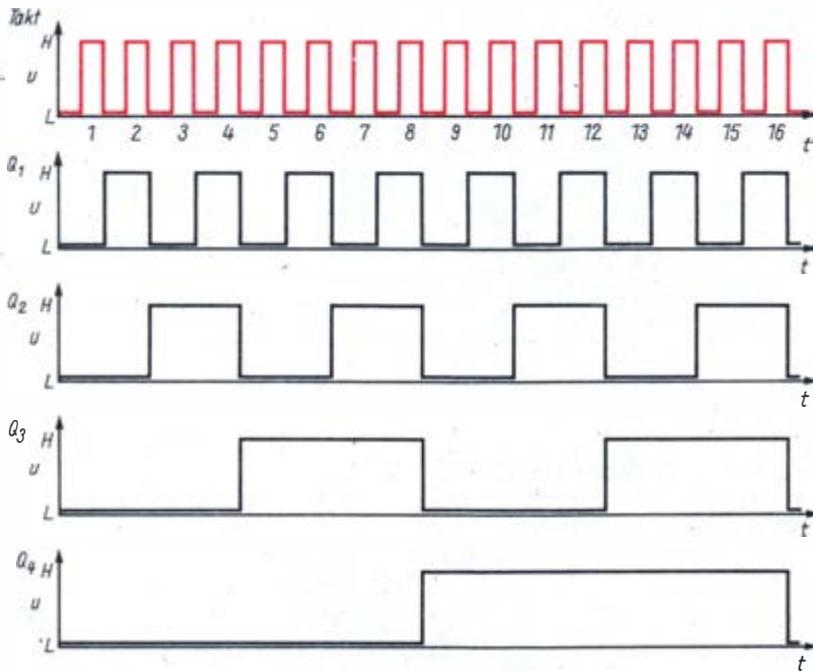


Bild 82. Impulsdiagramm des vierstufigen Binärzählers

belle ein und erhalten als Ergebnis die Tabelle des vierstufigen Binärzählers. Sie enthält für unsere weiteren Experimente wichtige Informationen.

Was wir von Kodes wissen müssen

Zunächst führen wir einige neue Begriffe ein, die unser „Handwerkszeug“ zum Experimentieren mit Zählschaltungen bilden.

1. Jeder Zustand H oder L des Zählerausgangs stellt ein binäres Zeichen dar.
2. Jeder Zählerstand ist durch eine Folge von Dualziffern, dem *Kodewort*, eindeutig gekennzeichnet, z. B. Stellung 5 durch LHLH.
3. Genaugenommen müssten wir Dualzahlen mit den Dualziffern 0 und 1 schreiben. Wir benutzen weiterhin die Zeichen L für 0 und H für 1 und behalten so den direkten „Kontakt“ zur Elektronik.
4. Wir können jedem *Zählerstand* eine *Dezimalzahl* zuordnen. Dabei bedeutet Impulszahl = Dezimalzahl, die einem bestimmten Zählerstand = Dualzahl (Kodewort) entspricht. Unsere bisherigen Experimente machen deutlich, daß sich das Dualsystem mit

den beiden Zuständen H und L elektronisch mit einfachen und störsicheren Schaltungen realisieren läßt. Für das Dezimalsystem benötigen wir zehn verschiedene Zeichen bzw. Ziffern.

5. Die Zuordnung von Zählerstand und Dezimalzahl bezeichnet man als *Kode*. Außer dem in der Tabelle enthaltenen Kode sind auch andere Kodes bzw. Zuordnungen möglich, die für bestimmte Anwendungen Vorteile bieten. Wir benutzen im weiteren den Kode der Funktionstabelle, den man auch als 8-4-2-1-Kode bezeichnet. Diese Bezeichnung ist aus der Wertigkeit der Zweierpotenzen abgeleitet. So hat das Kodewort

	H	H	H	H
die Wertigkeit	8	4	2	1
von	2^3	2^2	2^1	2^0

Mit dem vierstelligen Zähler von Bild 81 können wir also von 0 bis 15 zählen.

6. Der vierstellige Kode unseres Zählers wird als *tetradischer Kode* bezeichnet. Das vierstellige Kodewort, auch *4-bit-Kodewort* genannt, ist dann eine *Tetrade*-vierstellige Dualzahl.
7. Zur Darstellung von Dezimalzahlen benötigen wir nur die Ziffern 0...9. Mit dem Zähler von Bild 81 können wir von 0...9 zählen, wenn wir ihn bei 10 auf 0 zurückstellen. Dieser Kode zur

Darstellung einer Dezimalziffer wird als *BCD-Kode* (**binär-codierte Dezimalziffer**) bezeichnet. Zur Darstellung einer zweistelligen Dezimalzahl benötigen wir also zwei vierstellige Dualzähler.

Für unsere weiteren Experimente und Geräteaufbauten spielt der Dezimalzähler eine dominierende Rolle. Dafür immer einen vierstelligen Dualzähler aufzubauen ist zu umständlich. Wir verwenden daher **vollintegrierte** Dezimalzähler der TTL-Familie.

Zählen und Teilen werden unterschieden

Bevor wir einen integrierten Dezimalzähler experimentell untersuchen, ist aber noch eine andere Frage zu klären. Bisher sind zwei Begriffe aufgetaucht „Zählen“ und „Teilen“. Wir sind jetzt in der Lage, ihnen einen eindeutigen Inhalt zu geben. Ein Zähler besteht aus hintereinandergeschalteten Flipflops, deren Ausgänge herausgeführt sind. Die Pegel aller Ausgänge (H bzw. L) stellen die Information des Zählers dar. Jeder Zähler hat eine maximale Zählkapazität

$$m = 2^n$$

mit m = Anzahl der nutzbaren Zählerstände
 n = Anzahl der Flipflops.

Reicht die Kapazität eines Zählers für einen bestimmten Zweck nicht aus, müssen wir die Zahl seiner Flipflops erhöhen oder einen weiteren Zähler nachschalten. Der m -te Impuls schaltet den Zähler in den Anfangszustand. Er stellt aber gleichzeitig den Startimpuls, als *Übertrag* bezeichnet, für den nächsten Zähler bzw. die Zählerstufe dar. Der Teiler hat genau wie der Zähler m Schaltzustände. Bei ihm interessieren aber nicht die Informationen an allen Flipflopausgängen, sondern nur die am letzten. Der Teiler gibt nach m Taktimpulsen einen *Ausgangsimpuls* ab. Man sagt, der Teiler teilt im Verhältnis $m : 1$ mit m = Zahl der Taktimpulse.

Wir können also mit dem Zähler von Bild 81 folgende Teiler realisieren an

- $Q_1 = 2 : 1$
- $Q_2 = 4 : 1$
- $Q_3 = 8 : 1$
- $Q_4 = 16 : 1$

Für viele Anwendungen spielt der Teiler 10 : 1 eine große Rolle, den wir aus einem Dezimalzähler aufbauen können. Durch Hintereinan-

derschaltung von 10 : 1-Teilern sind dann auch vielfache Teilverhältnisse von 10 : 1, z. B. 100 : 1, 1000 : 1 usw., realisierbar.

Wir experimentieren mit Dezimalzählern

Welche Vereinfachung im Schaltungsaufbau eines Dezimalzählers eintritt, wenn wir einen integrierten Dezimalzähler verwenden, macht bereits das folgende Experiment deutlich.

1. Versuch:

Wir verwenden den auch in der DDR hergestellten Dezimalzähler „D 192“ (74192) (Bild 83). Dieser Zähler enthält vier Flipflops

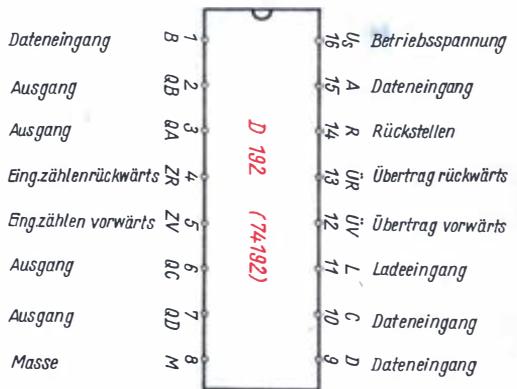


Bild 83. Anschlußbelegung des Dezimalzählers „D 192“ (74192)

und eine umfangreiche integrierte *Steuerlogik*, mit der wir uns jedoch nicht weiter beschäftigen.

Für uns ist wichtig, daß der Zähler je einen Takteingang T_V (vorwärts) und T_R (rückwärts) für Vorwärts- und Rückwärtszählen, die vier Ausgänge Q_A , Q_B , Q_C und Q_D , einen *Stelleingang* S, einen *Rückstelleingang* R sowie die Anschlüsse für folgende Zähler $Ü_V$ (Übertrag vorwärts) und $Ü_R$ (Übertrag rückwärts) besitzt. An den Eingängen A, B, C, D können Daten in den Zähler eingegeben werden.

Wir bauen auf der IS-Experimentierplatte die Schaltung von Bild 84 auf. Den Taktimpuls erzeugen wir wieder mit der Schaltung von Bild 79. Da der Dezimalzähler „D 192“ mit L-Pegel getaktet wird, nehmen wir den Taktimpuls am Q-Ausgang ab. Mit $T_a 1$ stellen wir den Zähler auf 0, an jedem Ausgang liegt L. Für jeden folgenden Impuls notieren wir den Zähler-

3. Digitales Messen

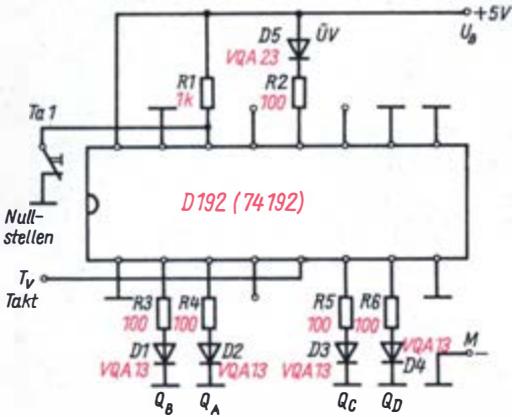


Bild 84. Experimentierschaltung mit „D 192“ (74192)

Funktionstabelle für den Dezimalzähler

Zahl	Ausgänge				
Zählfolge	ÜV	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
0	H	L	L	L	L
1	H	L	L	L	H
2	H	L	L	H	L
3	H	L	L	H	H
4	H	L	H	L	L
5	H	L	H	L	H
6	H	L	H	H	L
7	H	L	H	H	H
8	H	H	L	L	L
9	L	H	L	L	H

stand und erhalten die Funktionstabelle des Dezimalzählers. Sie entspricht der Tabelle des BCD-Zählers für die Stufen 0...9. Beim zehnten Taktimpuls (Zählerstand 9) tritt am Ausgang ÜV der *Übernahmeimpuls* (L) auf, der den Zählerstand in das nächste Register überträgt. Wir können an ÜV den Takteingang T_V eines zweiten Dezimalzählers anschließen und dann von 0...99 zählen. Da wir den Dezimalzähler in der Experimentieranordnung aufgebaut haben, legen wir den Taktimpuls interessehalber auch an den *Rückwärtszählereingang* T_R. Beim Vergleich der Zählerstände mit der Funktionstabelle werden wir feststellen, daß die Funktionstabelle rückwärts, also von 9 nach 0, durchlaufen wird. Damit ist auch klar, was in der Digitaltechnik unter „Rückwärtszähler“ verstanden wird.

2. Versuch:

Der Zähler „D 192“ hat für unsere weiteren Experimente und die vorgesehenen Geräteaufbauten einen entscheidenden Nachteil, er verfügt nur über einen Rückstelleingang. Zusätzliche Rückstelleingänge, auch zum Rückstellen auf 9, erfordern eine zusätzliche umfangreiche externe Beschaltung. Daher greifen wir auf einen Dezimalzähler der TTL-Familie zurück, bei dem diese Rückstellmöglichkeiten bereits integriert sind. Es handelt sich um den Dezimalzähler „MH 7490“ (7490) aus der ČSSR-Produktion. Da wir alle Möglichkeiten dieses Dezimalzählers ausnutzen werden, betrachten

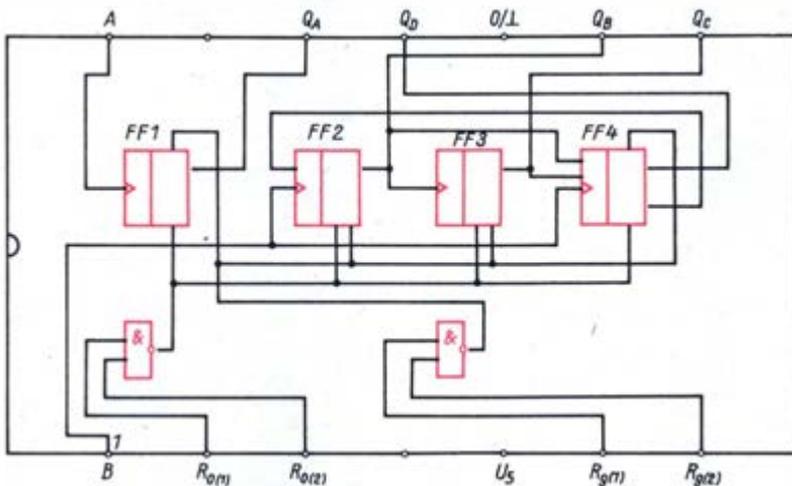


Bild 85. Logische Innenschaltung des Dezimalzählers „MH 7490“

wir zunächst seine logische Innenschaltung (Bild 85). Die IS beinhaltet einen Dualzähler bzw. Zähler bis 2 (FF 1) und einen Zähler bis 5 (FF 2...4). Die IS kann damit als Zähler bis 5, bei Hintereinanderschaltung als Zähler bis 10 sowie als Teiler 2 : 1, 5 : 1 und 10 : 1 arbeiten. Die IS schaltet bei der HL-Flanke des Taktimpulses an den Eingängen A und B.

Interessant sind für uns die vier Rückstelleingänge, zwei für Rückstellen auf 9 ($R_{9(1)}$ und $R_{9(2)}$) und zwei für Rückstellen auf 0 ($R_{0(1)}$ und $R_{0(2)}$). Die Wirkungsweise dieser Rückstelleingänge werden wir im Experiment etwas näher untersuchen (Bild 86). Die Pegel an den Ausgängen

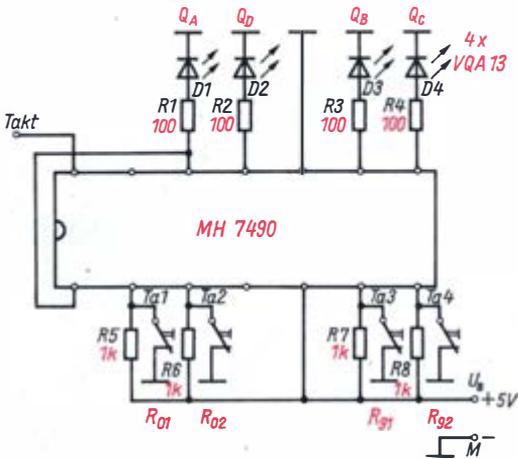


Bild 86. Experimentierschaltung für den Dezimalzähler „MH 7490“

zeigen 4 LED an, den Takt erzeugen wir mit dem Taktgeber (Bild 79). Die Rückstelleingänge liegen über Rückstelltasten $Ta1...4$ auf Masse (L). Geschlossene Taste bedeutet L, geöffnete Taste H am Rückstelleingang. Eingang B ist mit Q_A verbunden, wodurch die IS als Zähler bis 10 geschaltet ist. Im 1. Versuch erproben wir die normale Funktion des Dezimalzählers. Für zehn Taktimpulse erhalten wir die Funktionstabelle des Dezimalzählers. Für den zweiten Versuch fertigen wir uns eine Funktionstabelle an, die die Kombinationen der Rückstelleingänge enthält. Im 2. Versuch wird das Verhalten des Zählers bei den möglichen Pegelkombinationen an den vier Rückstelleingängen überprüft. Für diese Versuche müssen wir immer irgendeinen Zählerstand, außer 0 und 9, mit einer entsprechenden Impulszahl

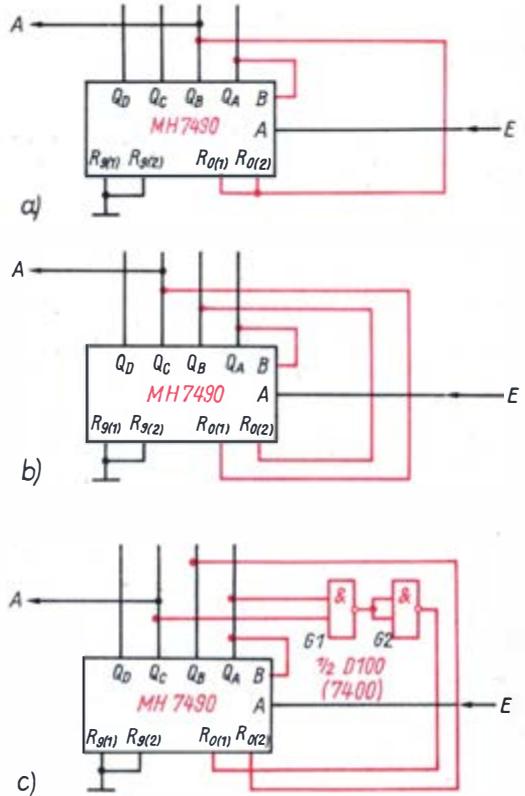


Bild 87. Zählerschaltungen:
 a) Zähler bis 2,
 b) Zähler bis 6,
 c) Zähler bis 7

am Takteingang vorgeben, ehe wir die Pegeländerungen an den Rückstelleingängen vornehmen. Die Auswertung der Tabelle bestätigt, was wir auch aus der Logikschaltung des Schaltkreises ablesen können. Gleichzeitiges H an den Rückstelleingängen R_{01} und R_{02} stellt den Zähler auf 0 (L an $Q_A...Q_D$), und gleichzeitiges H an den Rückstelleingängen R_{91} und R_{92} stellt den Zähler auf 9 (L an Q_B/Q_C und H an Q_A/Q_D). In allen anderen Fällen zählt der Zähler. Welchen Wert die Rückstelleingänge haben und wozu wir sie benutzen, machen uns die nächsten Versuche deutlich.

3. Versuch:

Die Aufgabe lautet jetzt: Mit dem Dezimalzähler ist nur bis 2 zu zählen. Dazu sehen wir uns seine Funktionstabelle an und stellen fest: Bei 2 geht Q_B auf H. Dieses H schalten wir auf

Funktionstabelle für Rückstellen des Dezimalzählers „MH 7490“

Rückstelleingänge				Ausgänge			
R ₀₁	R ₀₂	R ₉₁	R ₉₂	Q _D	Q _C	Q _B	Q _A
H	H	L	X	L	L	L	L
H	H	X	L	L	L	L	L
X	X	H	H	H	L	L	H
X	L	X	L	zählen			
L	X	L	X	zählen			
L	X	X	L	zählen			
X	L	L	X	zählen			

(X = H- oder L-Signal)

R₀₁/R₀₂ (Bild 87). Der Versuch bestätigt, daß nur die Dezimalzahlen 0 und 1 gezählt werden und bei 2 rückgestellt wird. Abweichend von den bisherigen Darstellungsweisen ist im Bild 87 der Takteingang rechts und der Übertragungsausgang links eingezeichnet. Das hat folgenden Grund: Mit dem Zähler werden Impulse gezählt und der Zählerstand mit der Anzeige sichtbar gemacht. Bauen wir einen dekadischen Zähler für drei Stellen, mit dem wir bis 999 zählen können, steht die Einer-Ziffer ganz rechts, die Zehner-Ziffer in der Mitte und die Hunderter-Ziffer links. Wenn der Einer-Zähler voll ist, also 9 erreicht hat, schaltet er auf 0 und gleichzeitig den Zehner-Zähler auf 1. Damit wir dann bei der Konstruktion der Geräte nicht immer die Seiten von Schaltbild und Ziffernanzeige „umdenken“ müssen, wurde die eingangs erwähnte Darstellungsweise gewählt.

4. Versuch:

Mit dem Zähler ist nur bis 6 zu zählen. Diese Aufgabe begegnet uns dann bei der Digitaluhr wieder, da ja eine Stunde nur 60 Minuten hat. Dort muß dann bei 60 auf 00 rückgestellt werden. Die Funktionstabelle sagt aus, daß bei 6 die Ausgänge Q_B und Q_C H führen. Also schalten wir Q_B auf R₀₂ und Q_C auf R₀₁.

5. Versuch:

Mit dem Zähler ist nur bis 7 zu zählen. Aus der Funktionstabelle erkennen wir, daß nun 3 x H zum Rückstellen geschaltet werden müssen. Am Zähler stehen jedoch nur zwei Eingänge zur Verfügung. Wir fassen daher die Ausgänge Q_A und Q_B über ein NAND zusammen. Damit wieder H entsteht, muß dem NAND noch ein Negator nachgeschaltet werden. Der Versuch bestätigt die Richtigkeit unserer Überlegungen.

Der Zählerstand wird dekodiert

Bei den bisher durchgeführten Experimenten stört es nicht, daß wir die Zählerstände in der kodierten Form erhielten. Für die Arbeit mit den Funktionstabellen war es sogar ein Vorteil. Da wir den Dezimalzähler jedoch zum Zählen von Impulsen verwenden wollen, müssen wir auch den jeweiligen Zählerstand als Dezimalzahl erhalten. Das Ablesen der vier Ausgangszustände und das Vergleichen mit der Zustandstabelle für nur eine Dezimalzahl ist dazu viel zu umständlich.

Die nächsten Experimente führen wir daher mit dem Ziel durch, den Zählerstand gleich als *Dezimalzahl* anzuzeigen. Die bisher erprobten logischen Schaltungen werden auch diese Aufgabe lösen helfen.

Wir stellen den Zählerstand als Dezimalzahlen dar

Da wir mit dem BCD-Kode eine eindeutige Zuordnung von Dualzahl und Dezimalzahl haben, werden wir ihn bzw. die Funktionstabelle des Dezimalzählers zur *Dekodierung* benutzen. Die prinzipielle Funktion eines *BCD-Dekoders* überprüfen wir wieder in einem Experiment. Um den Zählerstand darzustellen, müssen wir die vier Ausgänge logisch so verknüpfen, daß z. B. eine Leuchtdiode nur bei der zugeordneten Dezimalziffer aufleuchtet. Mit zehn Leuchtdioden können wir dann alle zehn Zählerstände anzeigen. Um die vier Zählerausgänge miteinander zu verknüpfen, benötigen wir ein

NAND mit vier Eingängen, das mit der Typenbezeichnung „D 120“ (7420) auch in der TTL-Familie vorhanden ist. Das NAND mit vier Eingängen geht am Ausgang nur auf L, wenn alle vier Eingänge H sind. Da uns am Dezimalzähler keine \bar{Q} -Ausgänge zur Verfügung stehen, müssen wir die Ausgangspegel extern negieren. Ausgehend von diesen Überlegungen, entwerfen wir für das 1. Experiment zur Dekodierung die Schaltung von Bild 88. Aus der

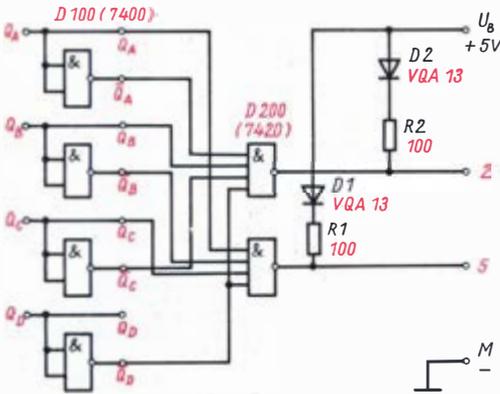


Bild 88. Dekoderschaltung für zwei Ziffern

Tabelle lesen wir die logischen Bedingungen für die Darstellung der Dezimalziffern ab. Diese Bedingungen formulieren wir zur Übung auch in der mathematischen Sprache als logische Gleichung. Als Beispiel wählen wir die Ziffern 2 und 5. Dafür erhalten wir

$$2 = \bar{Q}_A \wedge Q_B \wedge \bar{Q}_C \wedge \bar{Q}_D$$

$$5 = Q_A \wedge \bar{Q}_B \wedge Q_C \wedge \bar{Q}_D$$

Die Bedingungen für die Dekodierung könnten wir genauso gut für jede andere Dezimalzahl angeben. Beim Aufbau der Experimentierschaltung merken wir recht schnell, daß sie doch erheblichen Schaltungsaufwand erfordert. Zur Dekodierung von zehn Ziffern entstände dann ein ganz schönes Drahtgewirr auf der Experimentierplatte. Eine solche Anzeige hätte immer noch einen erheblichen Schönheitsfehler, denn jede Ziffer wird von einer an-

deren Leuchtdiode dargestellt. Zum schnellen Ablesen der Dezimalzahl gehört dann schon einige Übung. Der nächste Schritt zur Dekodierung der Dualzahlen wird also die direkte Anzeige als Dezimalzahl sein. Mit Hilfe von sieben Leuchtdioden, die wir, wie aus Bild 89 ersichtlich, anordnen, können wir alle Ziffern von 0...9 darstellen. Das Zählergebnis bzw. der Zählerstand wäre dann direkt als Dezimalzahl ablesbar. Da solche 7-Segment-Anzeigen bereits für industriell hergestellte Geräte entwickelt wurden, bauen wir solch ein Anzeigeelement nicht selbst auf, sondern verwenden für die weiteren Experimente komplette, im Handel erhältliche 7-Segment-Anzeigen.

Zur Darstellung von Dezimalzahlen verwenden wir 7-Segment-Anzeigen

7-Segment-Anzeigen werden in unterschiedlichen Bauformen hergestellt. Für unsere Zwecke ist die einzelne 7-Segment-Anzeige mit mindestens 7 mm Ziffernhöhe geeignet. In der DDR wird sie mit der Bezeichnung „VQB 71“ (Bild 90) hergestellt; zwei Leuchtdioden bilden jeweils ein Segment. Ein Anschluß von jedem Segment ist herausgeführt. Die Segmente und Anschlüsse sind mit Buchstaben von a...g gekennzeichnet (Bild 91). Die Anoden aller Segmente sind zu zwei gemeinsamen Anodenanschlüssen zusammengefaßt. Die Segmente der „VQB 71“ müssen wie Leuchtdioden mit Vorwiderstand betrieben werden. Es gibt auch 7-Segment-Anzeigen mit integriertem Schutzwiderstand und Typen mit gemeinsamer Katode. Die Funktion der 7-Segment-Anzeige überprüfen wir in einem Versuch. Die Anode wird über einen Widerstand 120 Ω an + 4,5...5 V gelegt. Mit dem Minusanschluß der Batterie berühren wir der Reihe nach die übrigen Anschlüsse. Dabei leuchten die entsprechenden Segmente auf. Mit dieser Methode können wir auch unbekannte 7-Segment-Anzeigen überprüfen und das Sockelschaltbild aufnehmen. Da wir den Schutzwiderstand verwenden, kann das Bauelement nicht beschädigt werden. Wir probieren die Anschlüsse in verschiedenen Zuordnungen durch, bis ein Segment aufleuchtet. Durch Vertauschen stellen wir fest, welches die Anode ist, und dann können alle anderen Segmente den Anschlüssen zugeordnet werden. Dabei

Bild 89. 7-Segment-Anzeige aus 7 Leuchtdioden

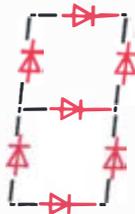
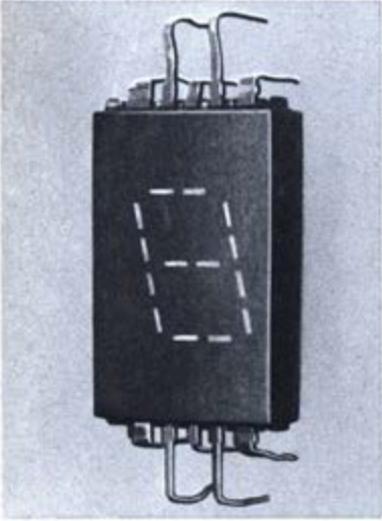
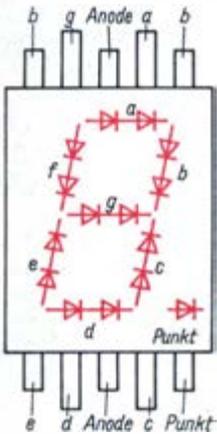


Bild 90. 7-Segment-Anzeige „VQB 71“



a) Muster,



b) Anschlußbelegung

merken wir auch gleich, ob ein Segment schadhaft ist bzw. nicht leuchtet. Stellen wir bei dem Experiment mit der 7-Segment-Anzeige fest, daß einzelne Segmente nur schwach leuchten, können wir die Leuchtdichtedifferenzen durch Variation der Vorwiderstände ausgleichen. Dabei darf nur nicht der maximal zulässige Durchlaßgleichstrom/Segment (für VQB 71 beträgt $I_{Fmax} = 15 \text{ mA}$) überschritten werden. Im Ergebnis des Experiments entwickeln wir die Funktionstabelle für 7-Segment-Zifferanzeige. Sie gibt Auskunft, welche Segmente L-Pegel enthalten müssen, um aufzuleuchten. Mit dem Experimentalaufbau der 7-Segment-Anzeige überprüfen wir die Funktionstabelle.

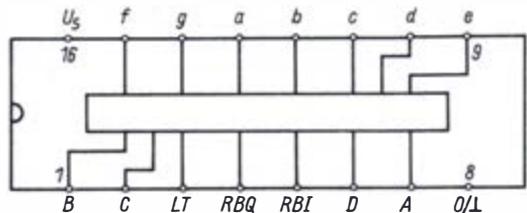
Funktionstabelle für 7-Segment-Zifferanzeige

Funktion	a	b	c	d	e	f	g
0	L	L	L	L	L	L	H
1	H	L	L	H	H	H	H
2	L	L	H	L	L	H	L
3	L	L	L	L	H	H	L
4	H	L	L	H	H	L	L
5	L	H	L	L	H	L	L
6	H/L	H	L	L	L	L	L
7	L	L	L	H	H	H	H
8	L	L	L	L	L	L	L
9	L	L	L	H/L	H	L	L

Der BCD-7-Segment-Dekoder

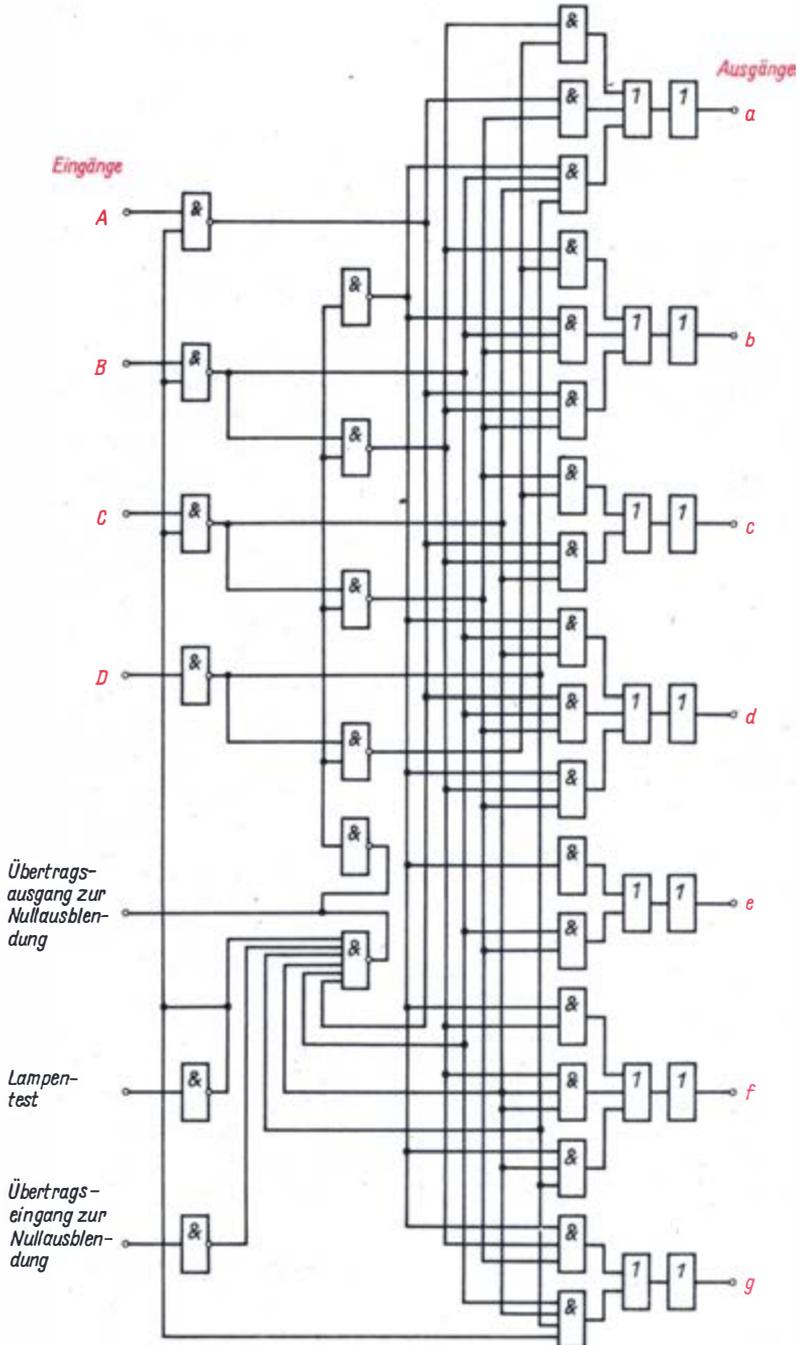
Das nächste Problem, das wir lösen müssen, ist die Verknüpfung von BCD-Zähler und 7-Segment-Anzeige. Aus der Funktionstabelle für die 7-Segment-Anzeige und der Tabelle des vierstufigen Binärzählers können wir die Verknüpfungsbedingungen entwickeln. Von der Schaltung auf Bild 88 wissen wir, daß dazu vier Negatoren und je Ziffer ein NAND mit zwei bis vier Eingängen notwendig sind. Da die Segmente außerdem bei mehreren Ziffern angesteuert werden, sind je Segment noch ein ODER mit zwei bis drei Eingängen erforderlich. Insgesamt also ein erheblicher Schaltungsaufwand. Daher benutzen wir für das Experiment zur Ziffernanzeige gleich den entsprechenden Schaltkreis. Seine genaue Bezeichnung ist „BCD-7-Segment-Dekoder und Treiber mit offenem Kollektorausgang“, die Typenbezeichnung lautet „D 147“ (7447). Er beinhaltet die gesamte Verknüpfungslogik vom Zählerausgang bis zur Segment-Ansteuerung mit gemeinsamer Anode. Wenn am Dekoderausgang die in der Tabelle angegebenen Pegel

Bild 91. BCD-7-Segment-Dekoder „D 147“ (7447)



a) Anschlußbelegung,

Der Zählerstand wird dekodiert



b) Innenschaltung

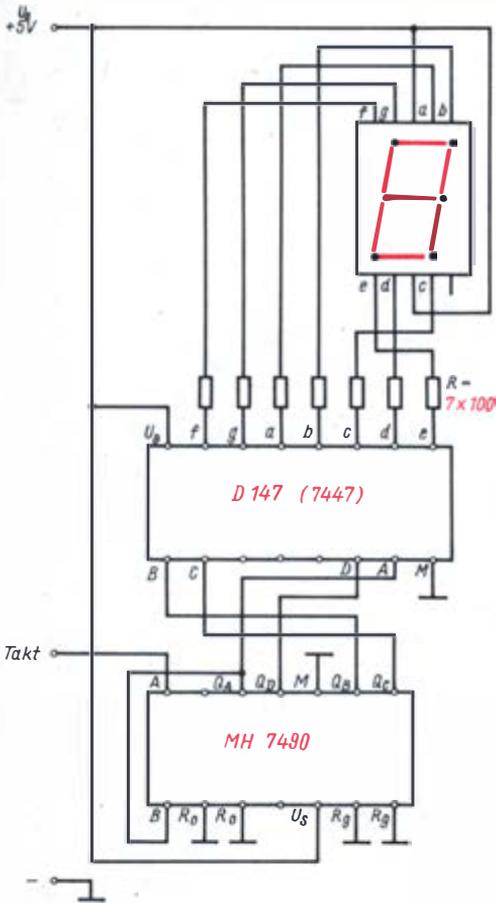


Bild 92. Versuchsschaltung einer Zähl-Anzeige-einheit

negiert werden, ist der Dekoder auch für 7-Segment-Anzeigen mit gemeinsamer Katode geeignet. Da dieser Betriebsfall ebenfalls vorkommt, wurden in der TTL-Reihe 7-Segment-Dekoder für Anzeigen mit gemeinsamer Katode mit der Typenbezeichnung „7448“ entwickelt. In der logischen Innenschaltung unterscheiden sie sich nur bezüglich des negierten Ausgangs (Vorsatz). Die Anschlußbelegung entspricht dem IS „D 147“ (7447).

Die Funktion des BCD-7-Segment-Dekoders überprüfen wir in einem Versuchsaufbau (Bild 92). Die Versuchsschaltung besteht aus dem Dezimalzähler, dem BCD-7-Segment-Dekoder und der 7-Segment-Ziffernanzeige. Mit dem Taktgeber von Bild 79 überprüfen wir die Anzeige für jeden Zählerstand zwischen 0 und 9. Da wir Schritt für Schritt über viele Experimente bis zu dieser Schaltung vorgedrungen sind, haben wir auch genaue Vorstellungen über die Vielzahl logischer Funktionen und Bauelemente, die in den beiden IS vereinigt sind. Als externe Bauelemente sind im Grunde genommen nur die sieben Widerstände übriggeblieben. Damit werden auch die Vorzüge der digitalen Technik deutlich; durch weitgehende Integration vereinfacht sich der Schaltungsaufbau ganz erheblich. Der Dezimalzähler mit Dekoder und Ziffernanzeige des letzten Versuches bilden die Zählanzeigeeinheit für unsere weiteren Geräteaufbauten, sie sind eine Standardbaustufe. Wir kennen ihre Eigenschaften sowie Möglichkeiten recht genau und werden sie vielfältig nutzen.

Unser erster Digitalzähler

Bevor wir uns an die Konstruktion und den Aufbau unseres ersten Digitalmeßgerätes, der Digitaluhr, heranwagen, müssen wir noch einige Kenntnisse und vor allem auch praktische Fertigkeiten erwerben. Dazu ist der komplette Aufbau eines zweistelligen Dezimalzählers recht gut geeignet. Die digitalen Bausteine dieses Zählers kennen wir bereits, es sind die Zähl-Anzeigeeinheit und der Impulsgenerator. Bei den bisherigen Experimenten war es wichtig, immer die Zahl der Impulse genau zu kennen. Nur die genaue Kenntnis der Zusammenhänge von Impulszahl \cong Dezimalzahl und Zählerstand \cong Dualzahl ermöglichte uns den Aufbau der Zähl-Anzeigeeinheit. Um die Zu-

sammenhänge im Experiment zu überprüfen, erzeugten wir die Impulse mit dem RS-Flipflop als Umschalter (Bild 79) im Handbetrieb. Für einige Experimente erzeugten wir die Impulse mit dem Impulsgenerator von Bild 76, allerdings mit langen Impulszeiten von $T \sim 2$ s, um die Schaltvorgänge verfolgen zu können.

Bei den TTL-Schaltkreisen der Standardreihe handelt es sich um „schnelle“ Schaltkreise. So beträgt die maximale Zählfrequenz des Zähl Schaltkreises MH 7490 $f_z > 10$ MHz. Wir könnten mit ihm also mehr als 10 Millionen Impulse in der Sekunde zählen. Für das Zählen ist das u. U. wichtig. Für die Anzeige nutzt uns die hohe Frequenz nichts. Das menschliche

Auge kann noch zehn verschiedene Zeichen in der Sekunde unterscheiden, um aber einen Zählerstand sicher ablesen zu können, benötigt man schon mehr als 1/10 s. Diese Überlegung macht uns deutlich, daß wir zwar mit dem Zählbaustein auch schnelle Impulsfolgen abzählen können, zum Ablesen jedoch müssen wir den Zähler anhalten. Da das Anhalten des Zählers bei Meßvorgängen unerwünscht ist, müssen wir dafür eine andere Lösung entwickeln, um trotzdem die Zeit zum Ablesen zu erhalten. Bei einer entsprechenden Anwendung kommen wir auf dieses Problem zurück.

Im nächsten Experiment genügt es noch, den Zähler einfach anzuhalten. Was geschieht, wenn wir mit einem Impulsgenerator die Impulse in solch schneller Folge erzeugen, daß wir den Zählerstand nicht erkennen können und zu irgendeinem Zeitpunkt den Zähler anhalten? Der Zähler bleibt stehen und zeigt die Anzahl der durchgelaufenen Impulse an. Da wir weder Impulszahl noch Zählerstand kennen oder abschätzen können, bleibt der Zähler mit großer Wahrscheinlichkeit jedesmal bei einer anderen Zahl stehen. Die angezeigte Zahl ist also zufällig, genauso zufällig, wie z. B. beim Lotto die Zahlen ermittelt werden. Wir können also mit solch einem *Zufallszahlengenerator* Lotto spielen oder die wöchentlichen Lottozahlen für den eigenen Tipschein ermitteln. Da die Lottosysteme mit zweistelligen Dezimalzahlen arbeiten, benötigen wir eine zweistellige Anzeige (2-Zähl-Anzeigeeinheiten) und einen Impulsgenerator.

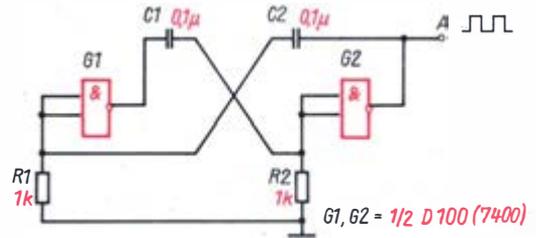


Bild 93. Astabiler Multivibrator aus zwei NAND als Impulsgenerator

Rechteckimpulse abgibt und dessen Frequenz mit den Widerständen variiert werden kann. Für unser nächstes Experiment ist vor allem das erste Merkmal entscheidend. Die Zeit für eine Impulsperiode berechnen wir nach

$$T = 1,38 \cdot R \cdot C \text{ zu}$$

$$T = 1,38 \cdot 1 \cdot 10^3 \text{ A/V} \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ As/V}$$

$$T \approx 0,138 \text{ ms}$$

und die Impulsfrequenz nach $f = \frac{1}{T}$

$$\text{zu } f = \frac{1}{0,138 \text{ ms}} \approx 7,2 \text{ kHz.}$$

Mit etwa 7200 Impulsen pro Sekunde ist die eingangs gestellte Bedingung für das Treffen der Zufallszahl erfüllt. Steht uns ein Oszillograf zur Verfügung, kontrollieren wir mit ihm die Funktion des Impulsgenerators und überprüfen die Impulsform. Mit dem Aufbau auf der IS-Experimentierplatte können wir die Variationsbreite für R_1 und R_2 ausprobieren und durch unterschiedliche Werte für C_1/C_2 auch stark asymmetrische Impulse erzeugen.

Wir erproben den Impulsgenerator

Bei den Experimenten mit dem Impulsgenerator von Bild 76 wurden seine Mängel ersichtlich. Sie bestehen in der lastabhängigen Impulszeit, der unsauberen Impulsform und der engen Toleranz für den Widerstand. Die beiden erstgenannten Mängel könnten wir durch Nachschalten eines Negators beheben. Wir werden jedoch die Schaltung so ändern, daß alle genannten Mängel verschwinden, ohne daß ein zusätzliches NAND-Gatter erforderlich ist.

Wird die Rückkopplung zwischen den beiden Gattern nicht nur durch ein, sondern durch zwei RC-Glieder hergestellt (Bild 93), erhalten wir einen astabilen Multivibrator, der saubere

Wir bauen den „Lottomat“

Aus den vorhandenen Lottosystemen wählen wir „6 aus 49“. Dazu benötigen wir eine zweistellige Anzeige, die nach der Zahl 49 wieder auf 0 **schaltet** und dann weiterzählt. Zunächst zeichnen wir den Stromlaufplan. Der Impulsgenerator mit IS 5 1/2 „D 100“ (7400) erzeugt die Impulse. Durch Druck auf die Taste T_A gelangen die Impulse an den Zählereingang A (Stift 14) von IS 4. IS 4 ist als Zähler bis 10 geschaltet. Nach der Anzeige der Ziffer 9 schaltet er auf 0 und gibt den Übertragsimpuls von Ausgang Q_D auf Eingang A von IS 3. IS 3 zeigt damit die Ziffer 1 an. IS 3 schaltet erst auf die nächste Stelle, also Ziffer 2, wenn der folgende Übertragsimpuls von IS 4 nach der nächsten

3. Digitales Messen

Ziffer 9 kommt. Da wir mit dem Lottomat „6 aus 49“ spielen wollen, brauchen wir einen Zähler bis 50, d. h., er soll nach 49 auf 0 stellen. Wie diese Aufgabe zu lösen ist, haben wir bei den Experimenten mit den Zählerschaltungen erprobt.

Wir nehmen also wieder die Funktionstabelle des Dezimalzählers zur Hand und sehen, daß wir für Ziffer 5 Q_A und Q_C H-Pegel haben. Wir werden also die Ausgänge Q_A und Q_C auf R_{01} und R_{02} schalten (Bild 94). Die Schaltung hat noch einen kleinen Schönheitsfehler: Null ist keine Lottozahl. Um die Null in der Anzeige auszublenden, wäre eine zusätzliche Logikschaltung erforderlich, auf die wir jedoch verzichten wollen.

Für den Aufbau der Schaltung wählen wir eine neue Technologie, die *Zweiebenenleiterplatte*. Dadurch, daß die Leiterbahnen auf der Ober- und Unterseite verlaufen, erreichen wir einen gedrängten und trotzdem übersichtlichen Schaltungsaufbau mit einfacher Leitungsführung (Bild 95). An manchen Schaltungspunkten müssen wir jedoch die Leitungsbahn von Ober- und Unterseite miteinander verbinden, man bezeichnet das als „*Durchkontaktieren*“. Normalerweise können wir dazu die Bauelementeanschlüsse benutzen, die auf Ober- und Unterseite lötlbar sind. Im Muster wurden IS Fassungen verwendet, an denen nicht von oben gelötet werden kann. Daher sind bei einigen IS-Anschlüssen kleine Brück-

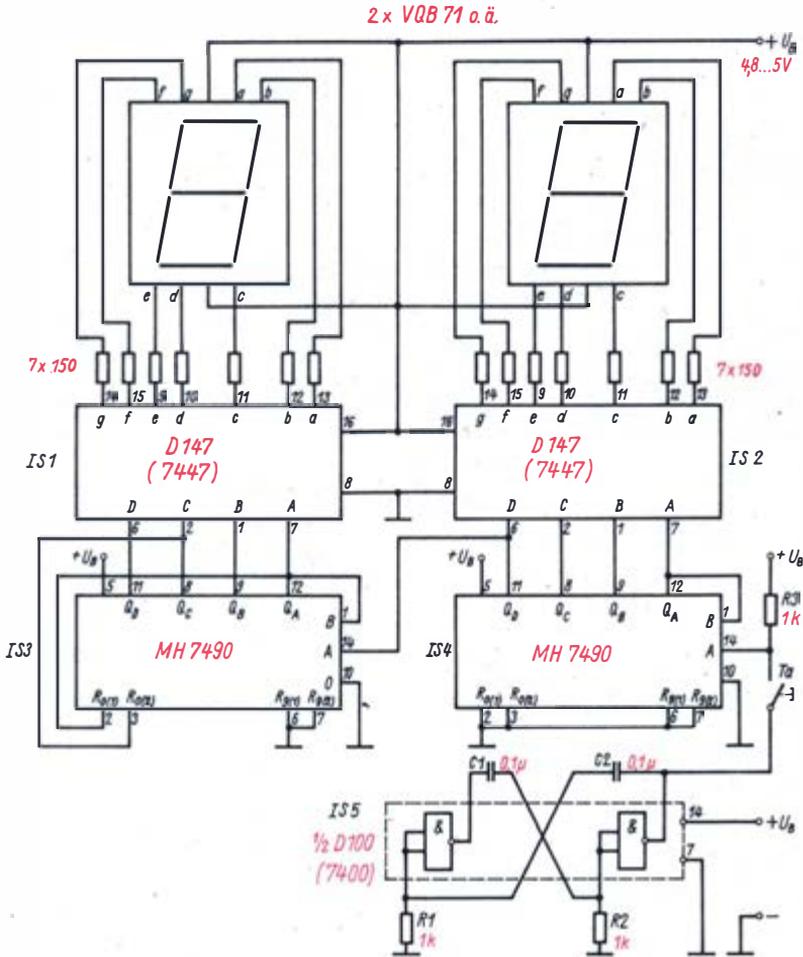


Bild 94. Stromlaufplan des „Lottomat“ für „6 aus 49“

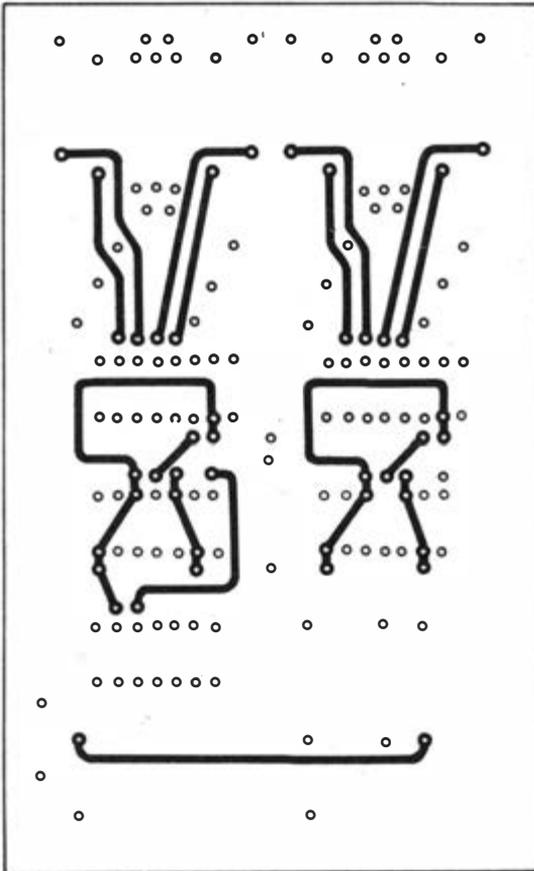
ken erforderlich, damit sie auf die Oberseite geführt werden können. Die Fassungen wurden gewählt, um die IS auch in anderen Aufbauten und bei den Experimenten verwenden zu können. Fassungen bieten ferner Vorteile bei der Fehlersuche, sie haben nur aber den Nachteil, daß sie meist teurer als die IS sind. Wer die IS fest einlötet, der kann die Brücken weglassen, da die IS auch auf der Oberseite lötfähig sind. Bei Widerständen und Kondensatoren ist das Löten auf der Oberseite ohnehin kein Problem. Aus dem Bestückungsplan gehen die weiteren Einzelheiten des Aufbaus hervor.

Ein wichtiger Grundsatz aller unserer Arbeiten und Experimente ist, daß wir jedes Detail und

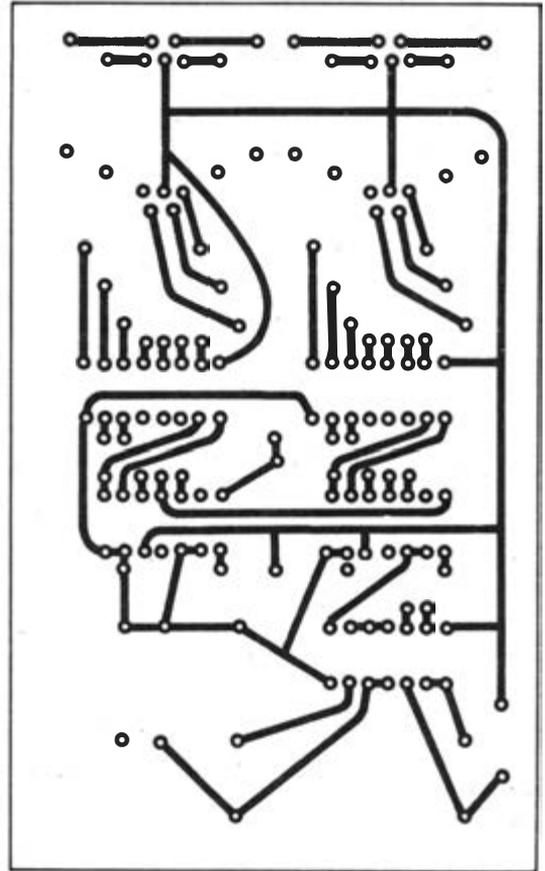
Bauelement gründlich kontrollieren. Bei komplizierten Aufbauten ist das um so notwendiger. Bewährt haben sich folgende Einzelkontrollen:

1. Kontrolle der Schaltung (Stromlaufplan) evtl. durch einen Versuchsaufbau
2. Kontrolle der Leiterplattenzzeichnung (Übereinstimmung mit dem Stromlaufplan)
3. Kontrolle des Bestückungsplanes (Übereinstimmung mit dem Stromlaufplan auf Vollständigkeit und Verbindungen/Leitungen)
4. Kontrolle der Leiterplatte (Vergleich Punkt für Punkt und Bahn für Bahn mit der Leiterplattenzzeichnung)
5. Kontrolle der Bestückung (richtiger Einbau der Bauelemente, Polung beachten!)

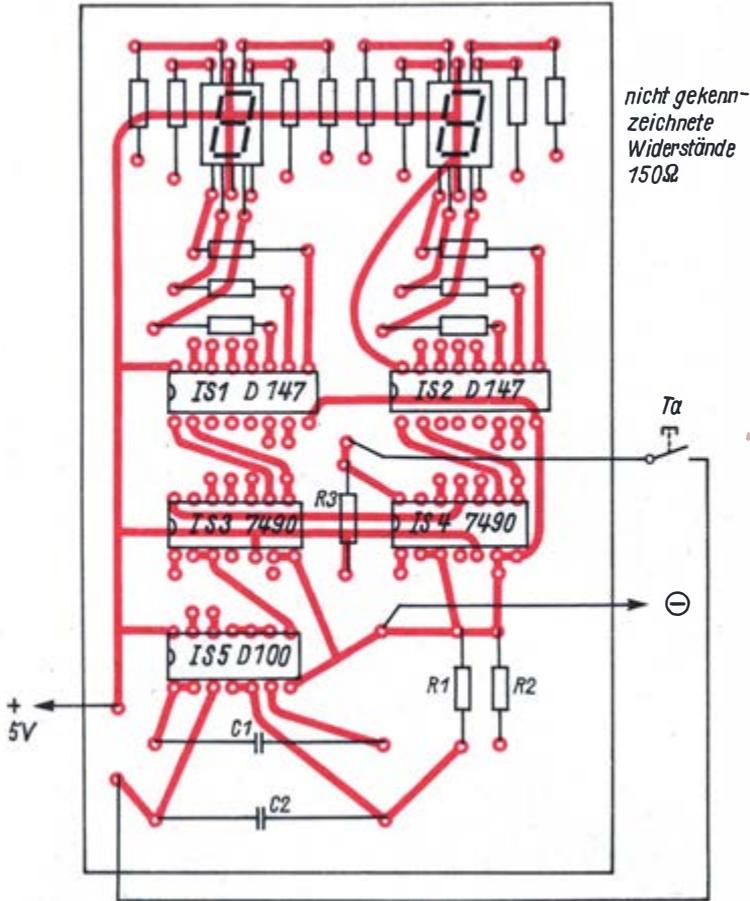
Bild 95. Leiterplatte des „Lottomat“ „6 aus 49“:



a) Leiterseite oben,



b) Leiterseite unten,



c) Bestückungsplan

6. Sichtkontrolle aller Lötstellen (auch, ob keine unbeabsichtigten Brücken zwischen benachbarten Lötunkten entstanden sind)

7. Beim ersten Anschluß an die Spannungsquelle Stromaufnahme kontrollieren!

Diese Kontrollen, teilweise haben wir sie bereits angewendet, machen wir uns für alle folgenden Leiterplattenaufbauten zur festen Gewohnheit. Bei der Zweiebenenleiterplatte übertragen wir zuerst die Bohrpunkte von der Leiterplattenzeichnung auf die Leiterplatte und bohren. Dann können wir ohne Schwierigkeiten die Leiterzüge auf der Ober- und Unter-

seite mit Abdecklack zeichnen. Bei diesem Verfahren sind die Fehlermöglichkeiten am geringsten.

Für den Lottomat (Bild 96) bauen wir ein kleines Gehäuse, das auf der Oberseite nur zwei Fenster für die Ziffernanzeige und den Taster aufweist. Als Spannungsquelle verwenden wir die Empfängerbatterie der Fernsteueranlage, die über eine Buchse angeschlossen wird. Nun ist ja „6 aus 49“ nicht die einzige Lottoart. Die Schaltung für Zahlenlotto „5 aus 35“, „5 aus 90“ oder das Lotto-Toto „5 aus 45“ entwickelt der interessierte Leser dann selbst.

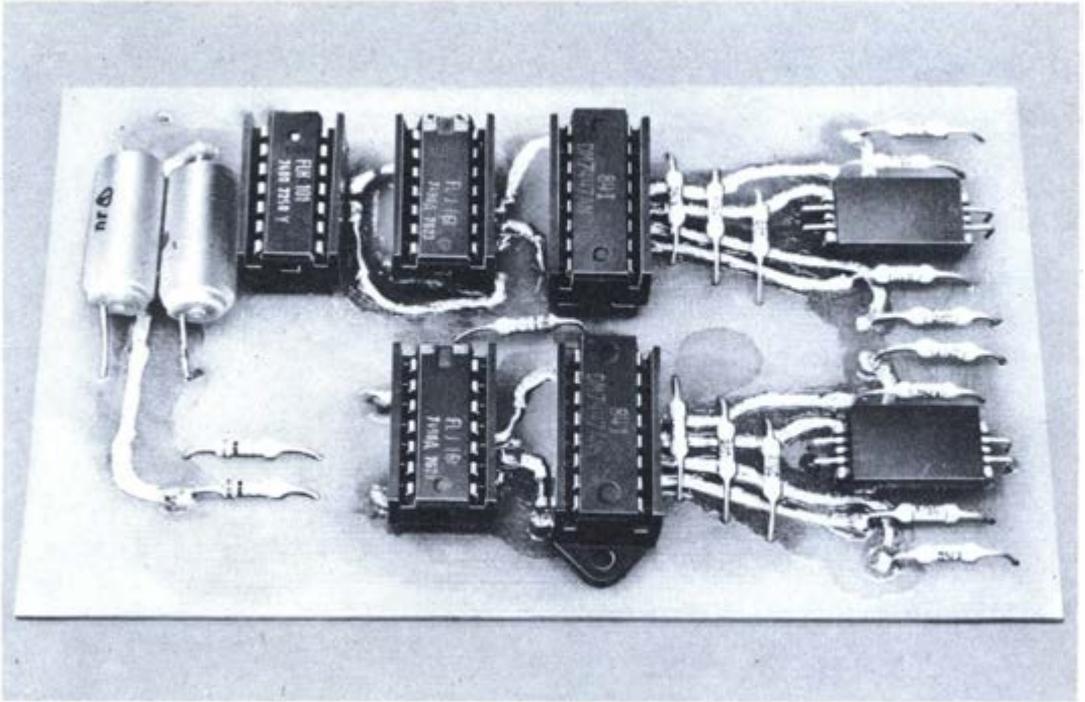


Bild 96. Muster des „Lottomat“

Wir bauen eine Digitaluhr

Wir haben uns jetzt die Kenntnisse erarbeitet, die zum Aufbau eines komplexen Gerätes, wie es die Digitaluhr darstellt, notwendig sind. Von der Digitaluhr fordern wir, daß sie einfach zu stellen sein soll und nur geringe Gangabweichungen aufweist. In den vorangegangenen Experimenten stellten wir fest, daß die digitalen Zähler mit einfachen Schaltmitteln anzuhalten sind. Das nutzen wir und entwerfen die Uhr als Stoppuhr. Ausgehend von diesen Forderungen, entwickeln wir zunächst das Blockschaltbild der Digitaluhr (Bild 97). Auf jeden Fall soll die Uhr die Stunden und die Minuten anzeigen. Die Sekundenanzeige ist wichtig, wenn wir die Uhr als Stoppuhr anwenden wollen. Für diesen Fall sollten wir sogar die zehntel und die hundertstel Sekunden anzeigen. Für Start – Stop müssen wir dann noch eine entsprechende Logikschaltung entwickeln, die dem Zählereingang vorgeschaltet wird. Bei Betrieb als Stoppuhr mit Hundertstelsekundenanzeige müssen folglich am Eingang Impulse im $\frac{1}{100}$ -s-Abstand eintreffen. Im einfachsten

Fall können wir diese Impulse mit dem bereits erprobten Impulsgenerator erzeugen. Dabei werden wir jedoch feststellen, daß die erzielbare Ganggenauigkeit nicht unseren Anforderungen entspricht. Wir entwickeln daher noch einen hochstabilen Impulsgenerator, der als *Zeitnormal* einen *Schwingquarz* enthält.

Auf der Grundlage dieser Vorüberlegungen verfeinern wir das Blockschaltbild zum detaillierten Übersichtsschaltbild (Bild 98). Der Impulsgenerator erhält als frequenzstabilisierendes Bauelement einen Quarz. Je höher die

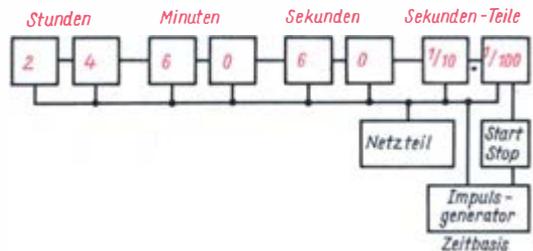


Bild 97. Blockschaltbild der Digitaluhr

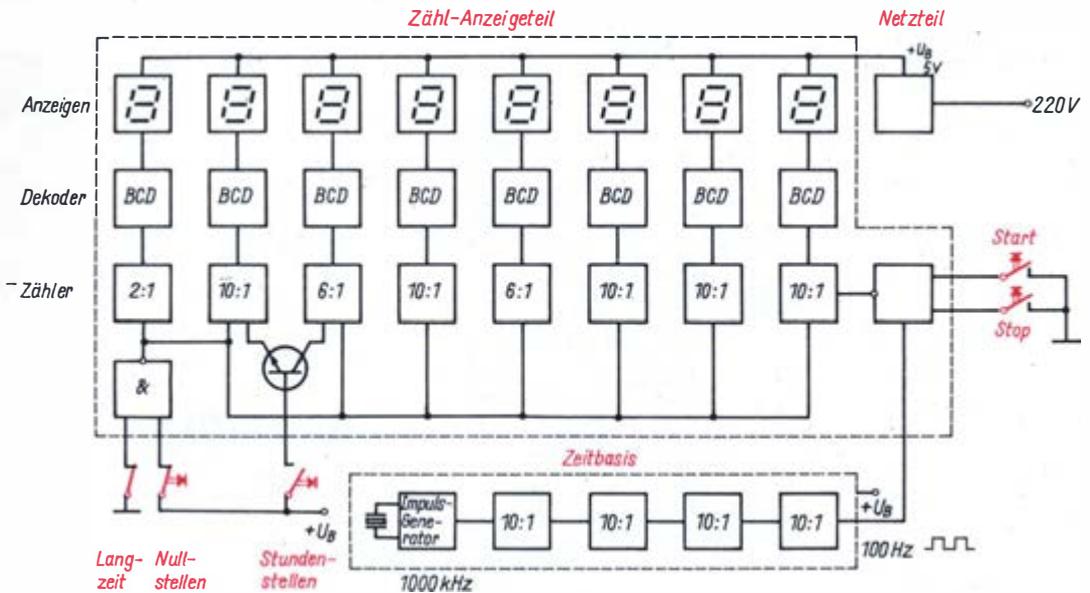


Bild 98. Detailliertes Übersichtsschaltbild der Digitaluhr

Schwingfrequenz des Quarzes ist, um so geringer sind die Frequenzabweichungen. Dem Impulsgenerator sind daher noch entsprechende *Frequenzteilerstufen* nachgeschaltet, so daß als Zeitbasis der Uhr $\frac{1}{100}$ -s-Impulse entstehen. Diese $\frac{1}{100}$ -s-Impulse werden durch die Start/Stop-Verknüpfungsschaltung auf den Zählengang der ersten Zählstufe geschaltet. An die erste Zählstufe (Zähler bis 10) ist die Hundertstelsekundenanzeige angeschlossen. Wir können also die bereits entwickelten Zähl-Anzeigeeinheiten verwenden. Für die $\frac{1}{10}$ s benötigen wir einen weiteren Zähler bis 10 und für die Sekunden einen Zähler bis 60. Dieser besteht aus einer Zähl-Anzeigeeinheit bis 10 und einer bis 6. Einen gleichen Zähler bis 60 benötigen wir für die Minuten. Die Stunden werden von einem Zähler bis 24 gezählt. Wenn wir die Rückstelllogik des Zählers bis 24 umschaltbar auf Zählen bis 100 machen, ist die Uhr auch für *Langzeitmessungen* geeignet.

Das *Stellen* der Uhr wird so vor sich gehen, daß wir mit einer Taste alle Zähl-Anzeigeeinheiten auf Null stellen und die Uhr neu starten. Damit wir den Stundenzähler nachführen können, bauen wir eine weitere Taste ein, bei deren Betätigung der Stundenzähler jeweils um eine Stelle weiterschaltet. Zur Stromversorgung der Digitaluhr sind die bisher benutzten Batterien wegen des hohen Strombedarfs von

$I_L = 1,1 \dots 1,2$ A nicht mehr geeignet, auch nicht für Kurzbetrieb. Wir müssen daher für die Uhr ein gesondertes Netzteil entwickeln.

Das Netzteil erzeugt die stabile Versorgungsspannung

Als erste Baugruppe der Digitaluhr bauen wir das Netzteil. Das Netzteil soll die *stabile* Versorgungsspannung $U_S = 5$ V für einen Laststrom $I_L = 2$ A erzeugen. Das ist eine recht anspruchsvolle Forderung, die wir jedoch mit den uns zur Verfügung stehenden elektronischen Mitteln lösen können. Allerdings müssen wir wegen des hohen Betriebsstromes die bei den bisher aufgebauten Netzteilen angewendeten Stabilisierungsverfahren weiterentwickeln. Um trotz des hohen Betriebsstromes bei Netzspannungs- und Lastschwankungen eine stabile Ausgangsspannung zu erhalten, trennen wir Stabilisierung und Steuerung von Ausgangsspannung und -strom voneinander. Das Netzteil arbeitet als Regelnetzteil. Auf die Funktion des Regelvorgangs gehen wir in den Abschnitten zur Steuerungs- und Regeltechnik näher ein. Das Netzteil enthält uns bereits bekannte Bauteile (Bild 99). Mit dem Transformator und dem Zweiweggleichrichter erzeugen wir eine Gleichspannung von $U_- = 15$ V. C₁

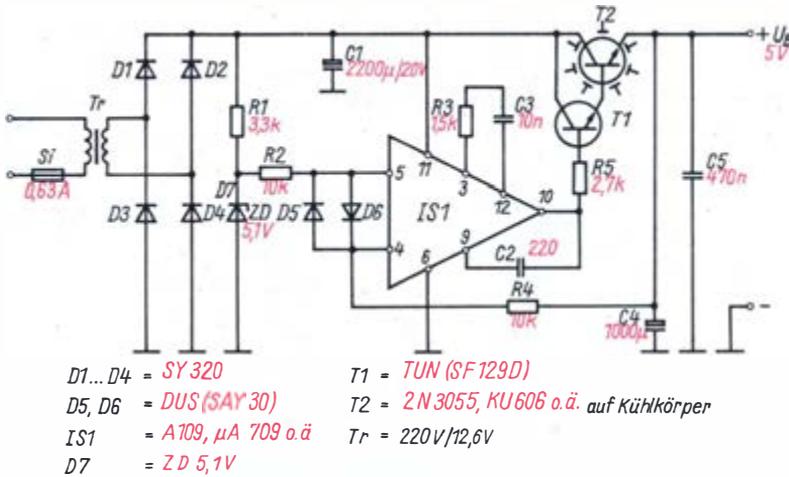


Bild 99. Netzteil der Digitaluhr (Stromlaufplan)

arbeitet als Ladekondensator. Die *stabilisierte* Vergleichsspannung gewinnen wir mit der bekannten Z-Diodenschaltung R_1/D_7 . Der Operationsverstärker vergleicht die stabilisierte Spannung mit der Versorgungsspannung und regelt selbst bei geringfügigen Abweichungen nach. Als *Stellglied* für den Laststrom arbeiten die beiden Transistoren T_1/T_2 in Kaskadenschaltung. Da im Transistor T_2 die Verlustleistung $P_V = U_V \cdot I_L = 10\text{V} \cdot 1,1\text{A} = 11\text{W}$ auftritt, sitzt T_2 auf einem großen Kühlkörper (Bild 100). Im Gehäuse der Uhr bringen wir dann entsprechende Öffnungen an, damit die

Kühlluft in das Gehäuse hinein- und wieder hinausgelangt und der Leistungstransistor ausreichend gekühlt wird. Die Gleichrichter- und Regelschaltung bauen wir auf einer separaten Leiterplatte auf (Bild 101, 102). Über flexible Litze werden Transformator, Leistungstransistor und Uhrenschialtung angeschlossen.

Wenn wir das Netzteil auch für andere Experimente mit TTL-IS verwenden wollen, kann die Spannung $U_S = 5\text{V}$ über zwei Buchsen am Uhrengehäuse herausgeführt werden. Wichtig ist, die Polung eindeutig zu kennzeichnen! Natürlich können wir uns ein solches 5-V-Netzteil auch als Experimentiernetzteil in ein kleines Gehäuse einbauen, wir sind dann bei den weiteren **Experimenten** mit TTL-IS von Batterien unabhängig.

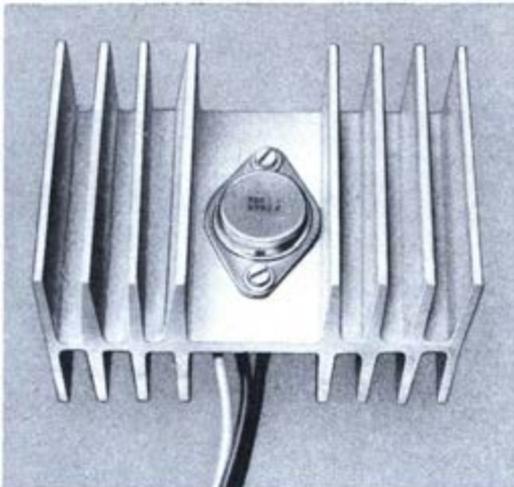
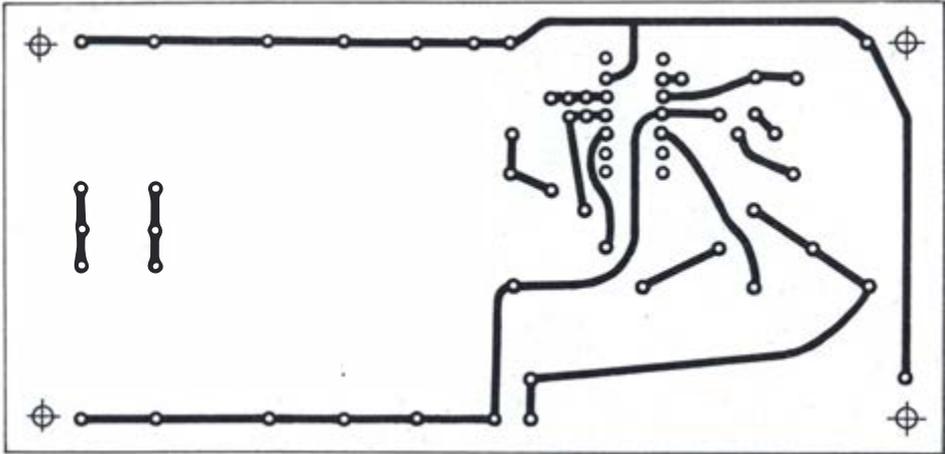


Bild 100. Leistungstransistor mit Kühlkörper für 5-V-Netzteil

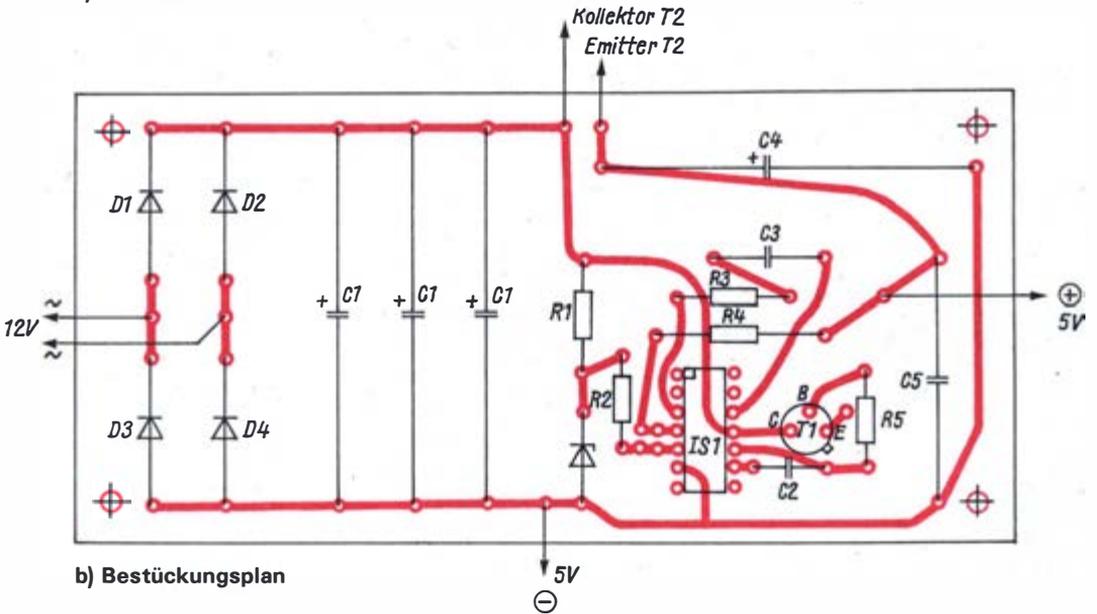
Wir entwickeln die Uhrenschialtung

Ausgehend vom detaillierten Übersichtsschaltbild (Bild 98) entwickeln wir die einzelnen Funktionsstufen der Digitaluhr. Die erste Stufe ist die „Start-Stop“-Einrichtung. An die Zähler sollen nur Impulse gelangen, wenn die Uhr mit der „Start“-Taste freigegeben ist. Für diese Freigabe benutzen wir ein NAND-Gatter. Es gibt die Impulse nur weiter, wenn an beiden Eingängen H liegt. Wenn wir einen Eingang auf L legen, steht die Uhr, das entspricht „Stop“ (Bild 103). Für „Start“-„Stop“ verwenden wir einen bistabilen Multivibrator (RS-Flipflop) aus zwei NAND-Gattern. Nehmen wir NAND-

Bild 101. Leiterplatte des 5-V-Netzteils:



a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

Gatter mit drei Eingängen, können wir sogar den „Start“-„Stop“-Vorgang in bestimmter Weise beeinflussen. Mit den Tasten „Start“ und „Stop“ bringen wir das RS-Flipflop jeweils in eine definierte Lage. Der Starttaste ist mit R_1 , C_1 ein RC-Glied nachgeschaltet, das nur einen kurzen Startimpuls erzeugt. Dadurch erreichen wir, daß das Flipflop schon nach 2 ms mit der Stoptaste umgeschaltet werden kann, selbst wenn die Starttaste gedrückt bleibt. Das bedeutet, wir können mit der Uhr auch sehr kurze

Zeiten stoppen, auch wenn das Startkommando noch steht. Sicher ein seltener Fall, aber der kleine Schaltungstrick macht es möglich. Das RC-Glied R_2/C_2 ist ein *Integrierglied*. Es hat die Aufgabe, den Gattereingang von G_2 im Moment des Einschaltens der Uhr auf L-Pegel zu legen. Erst nach etwa 40 ms, wenn der Kondensator C_2 aufgeladen ist, liegt am Stift 4 H-Pegel, und das RS-Flipflop ist aktiv. Mit dieser Maßnahme erreichen wir, daß das RS-Flipflop **nach** dem Einschalten immer eine de-

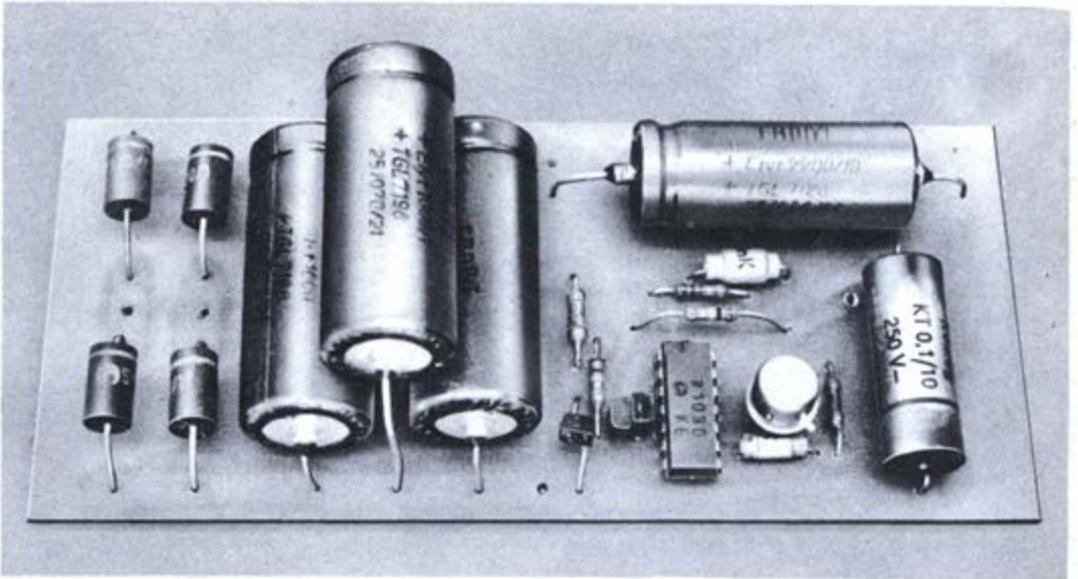


Bild 102. Muster des 5-V-Netzteils

finierte Stellung hat, wir also immer mit „Stop“ beginnen bzw. die Uhr nicht von allein anläuft. Mit dem Netzteil sowie dem Zähl-/Anzeigeteil haben wir die Baugruppen entwickelt, mit denen bereits der Probetrieb der Digitaluhr möglich ist. Daher bauen wir den Zähl-/Anzeigeteil als nächstes auf und betreiben ihn versuchsweise.

Die Digitaluhr geht in Probetrieb

Da es sich bei dem Zähl-/Anzeigeteil um eine flächenmäßig große Platine mit vielen Bauelementen und demzufolge auch vielen Leiterbahnen handelt, kontrollieren wir besonders sorgfältig noch einmal den Stromlaufplan (Bild 104), die Leiterplattenzeichnung, den Be-

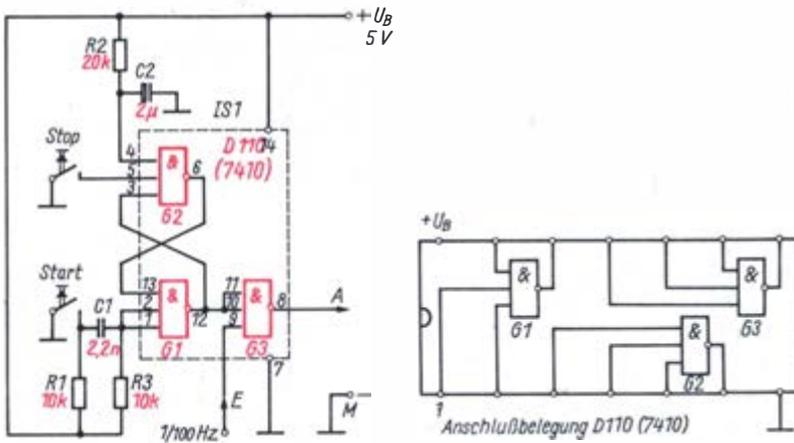


Bild 103. Start-Stop-Einrichtung (Stromlaufplan)

3. Digitales Messen

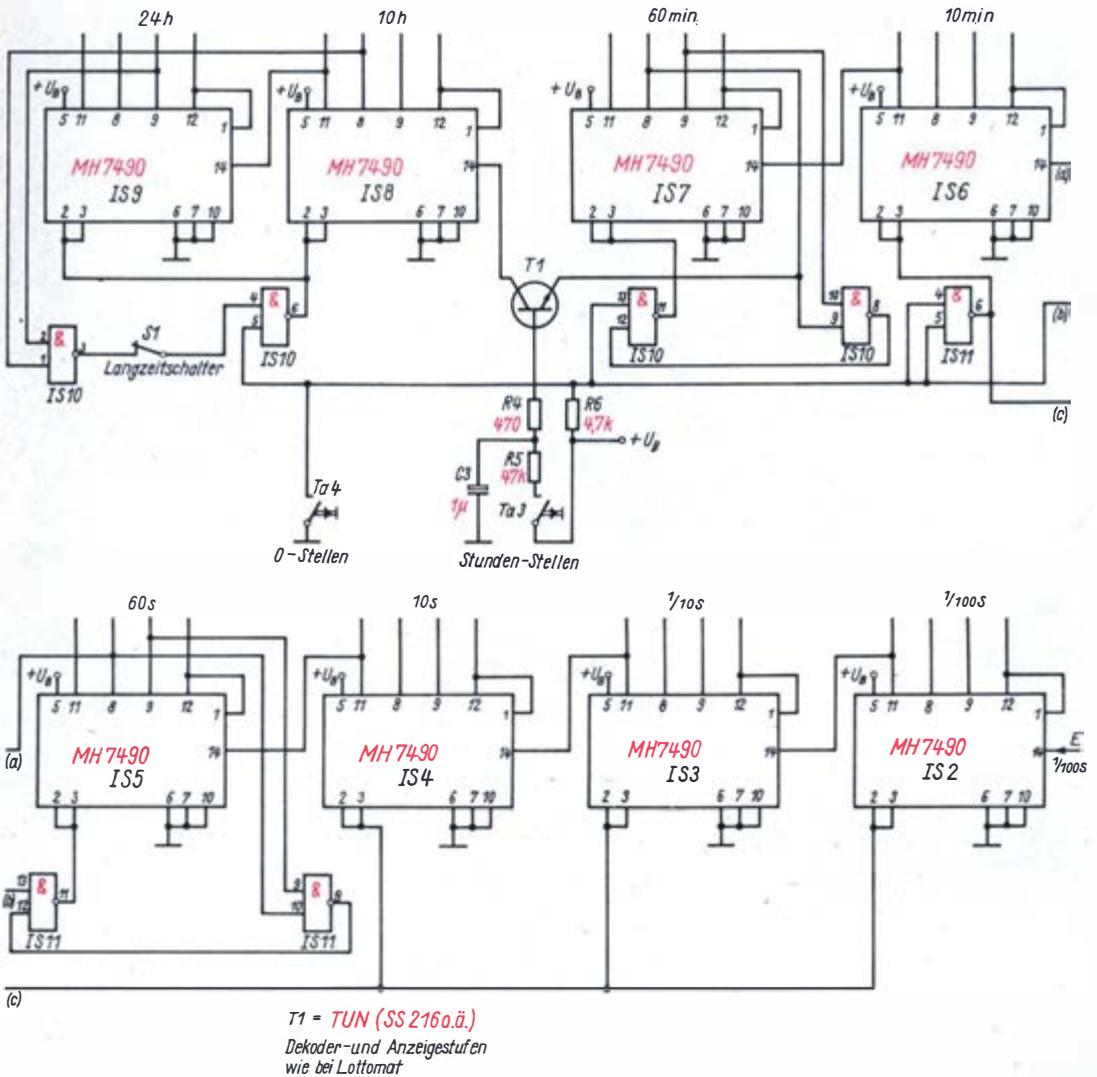


Bild 104. Zähl-Anzeigeteil der Digitaluhr (Stromlaufplan)

stückungsplan (Bild 107) und auch die gezeichnete Leiterplatte auf evtl. Fehler. Sind wir sicher, alles richtig gemacht zu haben, kommt die Leiterplatte in das Ätzbad und wird anschließend bestückt (Bild 105). Sodann wird die Leiterplatte probeweise mit Schalter und Tasten verbunden. Als Leitungsmaterial eignet sich verschiedenfarbig isolierte Kupferlitze. Auf den Bestückungsplänen sind die jeweiligen Anschlüsse angegeben, so daß bei deren Zuordnung bzw. Verbindung keine Schwierigkeiten auftreten dürften. Bei den wenigen Leitungsverbindungen kann hier auf den Verdra-

tungsplan verzichtet werden. Die jeweiligen Drahtlängen wählen wir für den Probeaufbau bereits so, daß dann beim Einbau in das Gehäuse möglichst wenig geändert bzw. ab- und umgelötet werden muß. Damit ersparen wir uns nicht nur Arbeit, sondern vermeiden auch Fehler. Beim Anschluß an das Netzteil schalten wir ein Amperemeter in die + -Leitung und kontrollieren die Stromaufnahme. Starke Abweichungen vom angegebenen Wert, etwa 1,2 A, deuten auf Fehler hin. Leuchten alle Zifferanzeigen auf, können wir den Impulsgenerator anschließen.

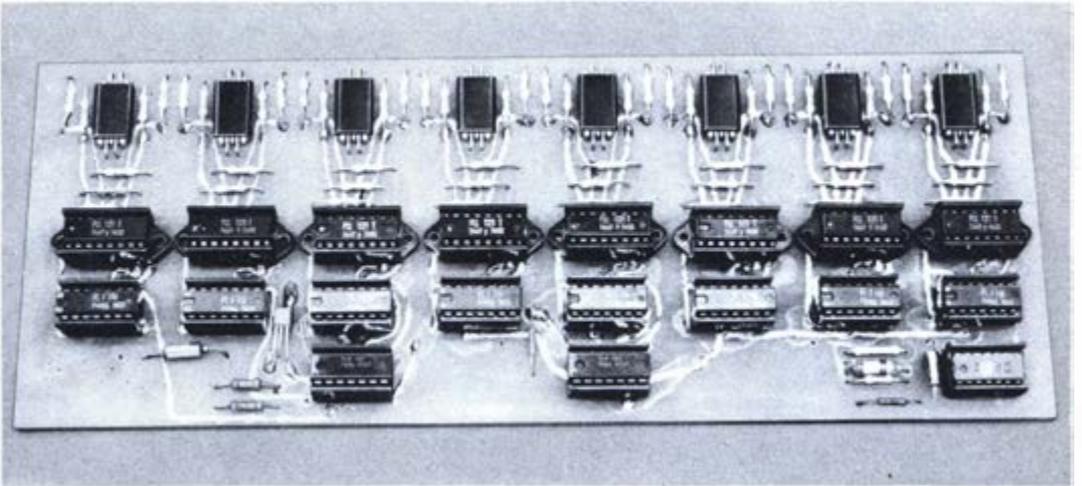


Bild 105. Muster des Zähl-/Anzeigeteils

Für den Probebetrieb verwenden wir den Impulsgenerator, wie ihn Bild 93 zeigt. Dimensionieren wir die Bauelemente zu $C_1 = C_2 = 4,7 \mu\text{F}$ und $R_1 = R_2 = 1,5 \text{ k}\Omega$, so beträgt die Zeit für eine Impulsperiode $T \sim 10 \text{ ms} = \frac{1}{100} \text{ s}$. Schalten wir in Reihe zu R_1 oder R_2 einen Einstellwiderstand $R_1' = 1 \text{ k}\Omega$, so können wir die Impulszeit recht genau auf $T_s = 10 \text{ ms}$ einstellen. Angenommen, alle Stufen arbeiten einwandfrei, stellen wir alle Zählstufen mit der Taste „0-Stellen“ auf Null und starten die Uhr mit Druck auf Taste „Start“. Eine zur Kontrolle mitlaufende Stoppuhr zeigt uns sicher schon nach wenigen Minuten die Gangabweichung der Digitaluhr an. Durch Nachstellen am Impulsgenerator vermindern wir die Gangdifferenz soweit wie möglich. Ein Langzeittest (1 Tag) wird uns zeigen, daß trotz sorgfältiger Abgleicharbeit Gangabweichungen bis zu einigen Minuten pro Tag nicht vermeidbar

sind. Das ist auf die **Temperaturabhängigkeit** der Widerstände und Kondensatoren im Impulsgenerator zurückzuführen. Wir müssen uns also eine Zeitbasisstufe bauen, die wesentlich zeitstabiler arbeitet und eine bessere Ganggenauigkeit gewährleistet.

Bevor wir uns der Entwicklung und dem Aufbau der **Zeitbasisstufe** widmen, sind noch einige Worte zur Fehlersuche angebracht. Trotz aller sorgfältigen Kontrollen sind Fehler nicht ganz auszuschließen. Widerstände, Kondensatoren und Transistoren prüfen wir vor dem Einbau in die Schaltung. Die Schaltkreise können wir mit einem der vorher entwickelten Experimentieraufbauten, u. U. auch mit dem Lottomat, auf einwandfreie Funktion hin prüfen. Arbeitet die Digitaluhr trotz all dieser Kontrollen nicht einwandfrei, prüfen wir noch einmal alle Verbindungsleitungen. Anschließend wird die Uhr mit dem Impulsgeber (Bild 104)

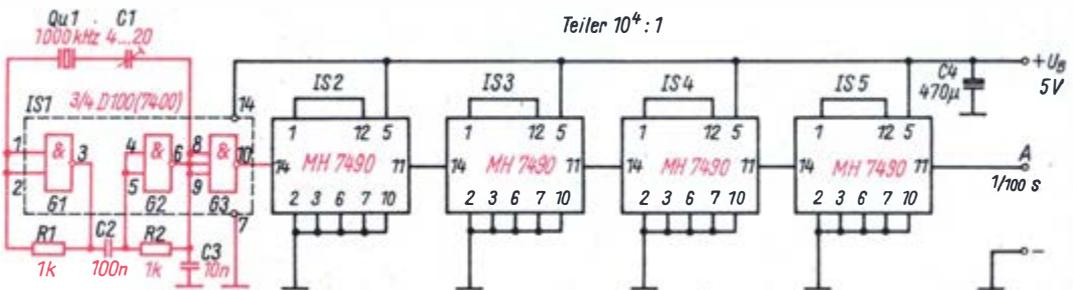
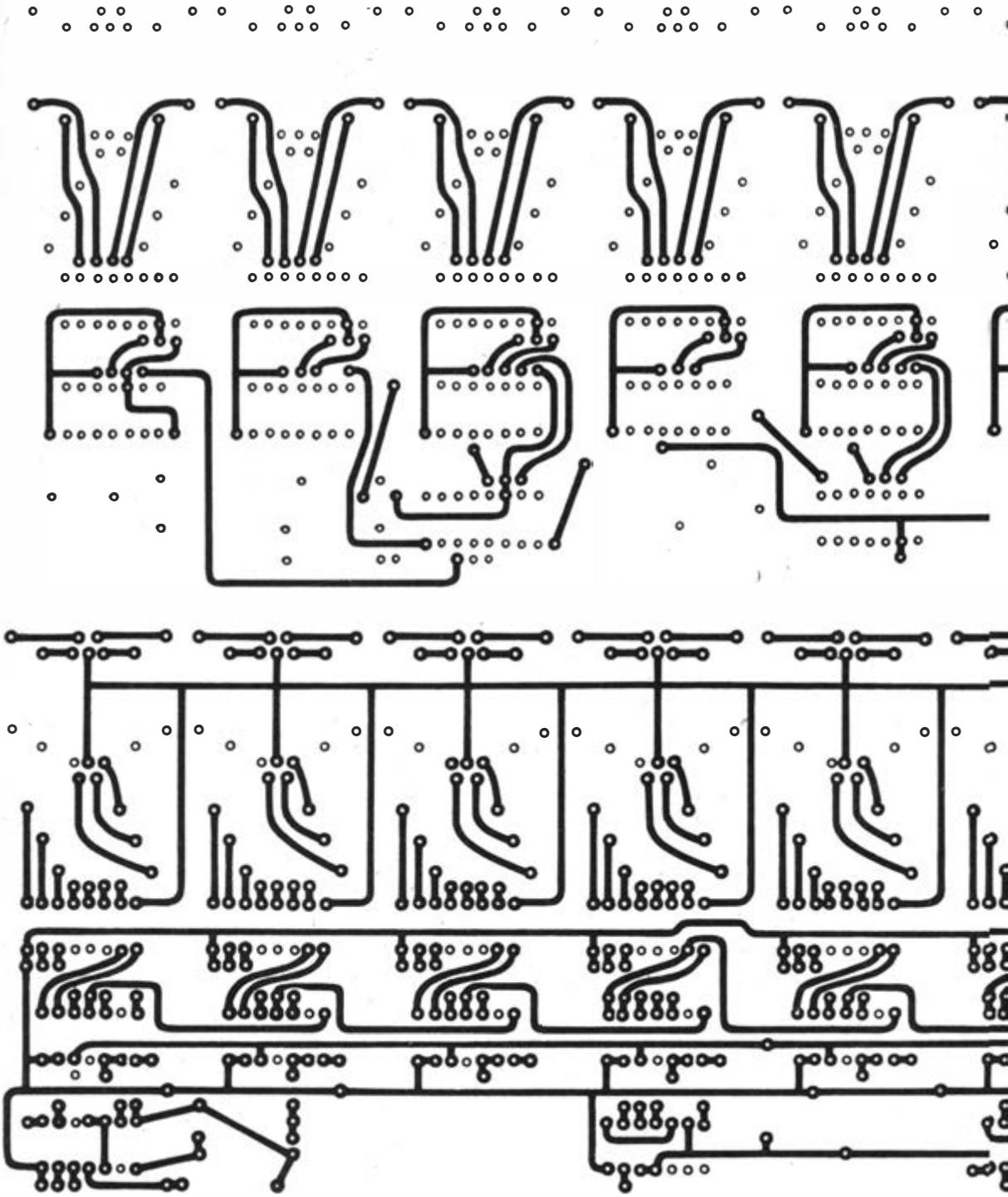


Bild 106. Quarzzeitbasis (Stromlaufplan)



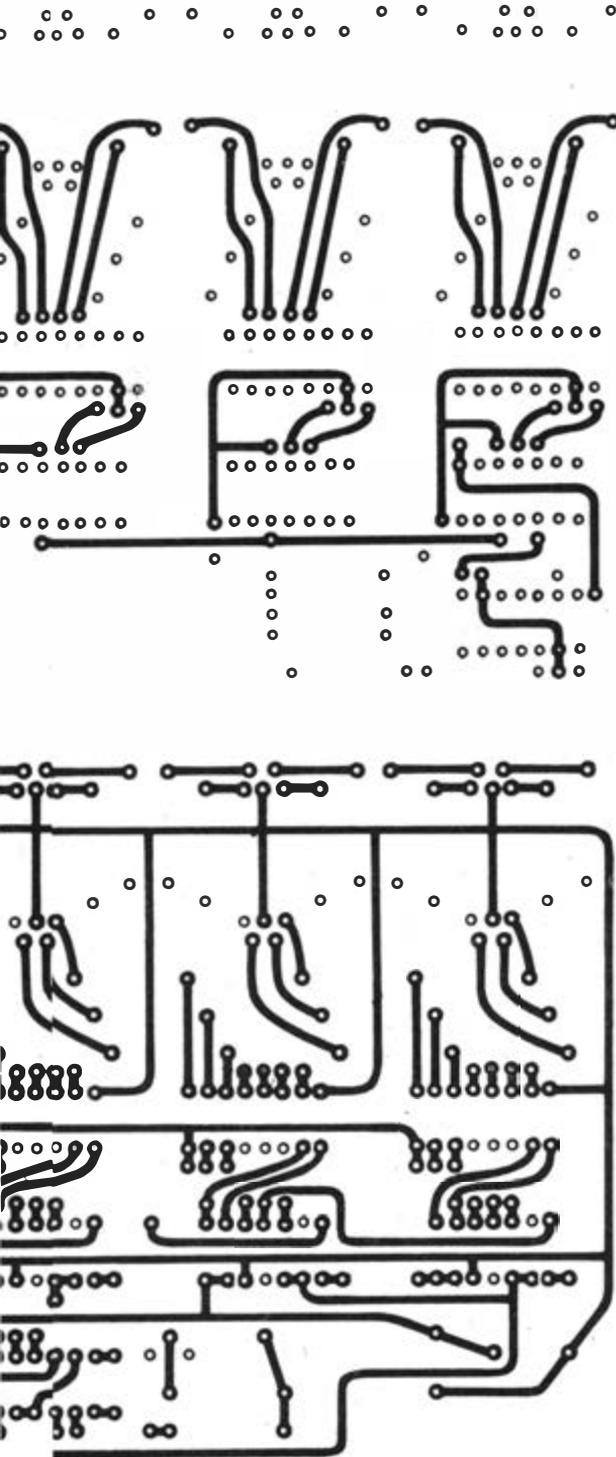


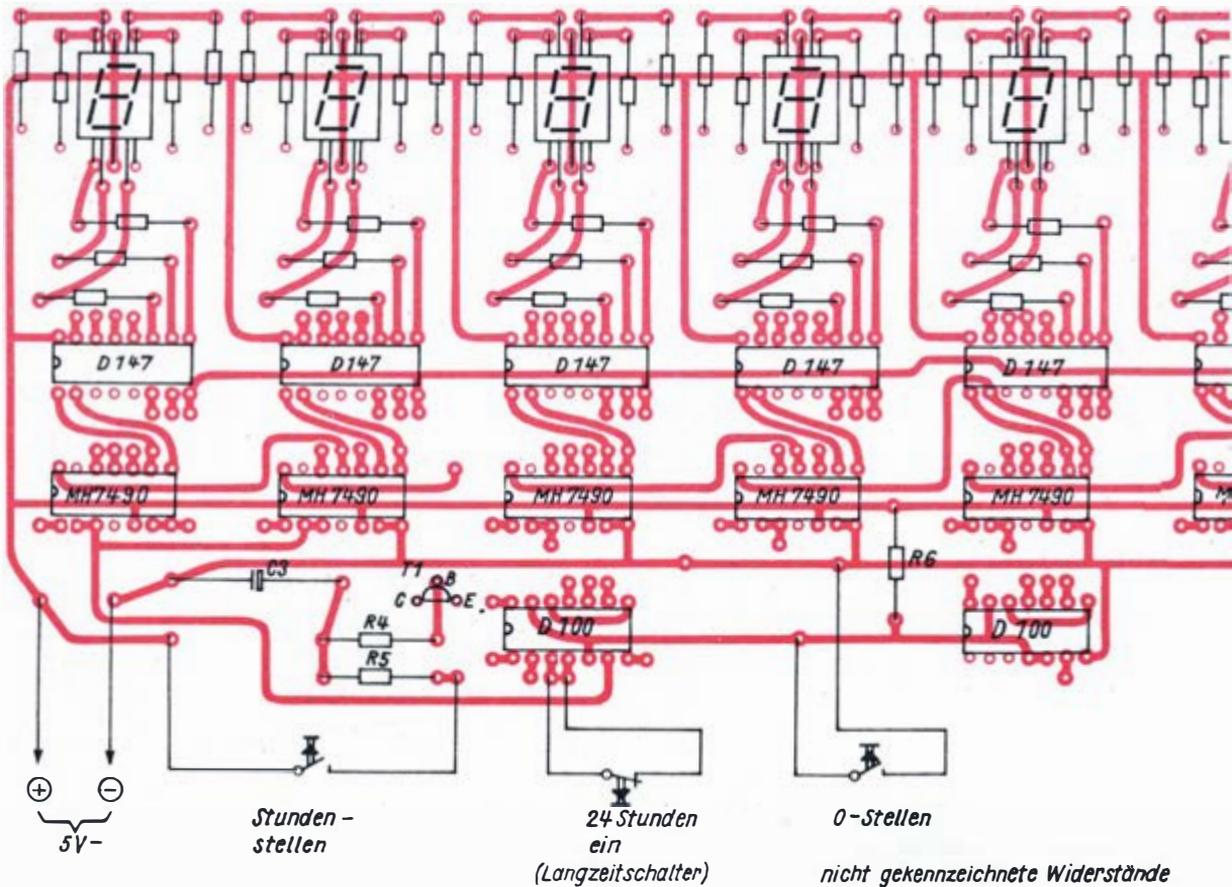
Bild 107. Leiterplatte des Zähl-/Anzeigeteils:
a) Leiterseite oben,
b) Leiterseite unten,
c) Bestückungsplan (S. 84)

auf „Handbetrieb“ umgestellt. Zuerst überprüfen wir jede Stufe bis zum Minutenzähler. Den Stundenzähler können wir mit der Taste „Stundenstellen“ überprüfen. Mit dem Pegelprüfer stellen wir die an den vier Ausgängen $Q_A \dots Q_D$ der Zähler anliegenden Pegel fest und vergleichen sie für die eingespeiste Impulszahl mit der Funktionstabelle des Dezimalzählers. Auf diese Weise können wir Fehler systematisch einkreisen und beheben.

Der Quarzgenerator sorgt für den genauen Gang der Uhr

Der Probetrieb mit dem Impulsgenerator ließ deutlich erkennen, daß seine Impulse für genaue Zeitmessungen als Zeitbasis ungeeignet sind. Wir verwenden daher zum Aufbau einer stabilen und genauen Zeitbasisstufe das gleiche Bauelement, das auch in anderen sehr genau gehenden Uhren enthalten ist, den Quarz. Der Quarz ist ein *piezoelektrisches* Bauelement. An einem Piezokristall treten bei mechanischem Druck elektrische Spannungen auf. Der Effekt ist umkehrbar. Beim Anlegen einer elektrischen Spannung verformt sich der Kristall. Ändert sich die elektrische Spannung periodisch, d. h. schwingt sie, so schwingt der Piezokristall mechanisch. Stellt man durch bestimmte Formgebung des Kristalls zwischen der elektrischen und der mechanischen Schwingung Resonanz her, so entsteht ein sehr schmaler *Resonanzbereich*. Diesen schmalen Resonanzbereich nutzt man aus, um sehr stabile Schwingungen für ausgewählte Frequenzen zu erzeugen. Ein Merkmal des Schwingquarzes ist, daß die relativen Frequenzabweichungen um so geringer werden, je höher die Schwingfrequenz ist. Daher wählen wir einen Schwingquarz mit der Resonanzfrequenz $f_r = 1000 \text{ kHz}$. Als Impulsgenerator können wir die bereits erprobte Schaltung aus zwei NAND-Gattern verwenden (Bild 106). Der Kondensator des einen Rückkopplungszweiges wird durch den Quarz ersetzt. Mit dem Kondensator C_1 kann die Quarzfrequenz um ganz geringe Beträge ($\Delta f/f = \pm 2 \cdot 10^{-4}$), das

Wir bauen eine Digitaluhr



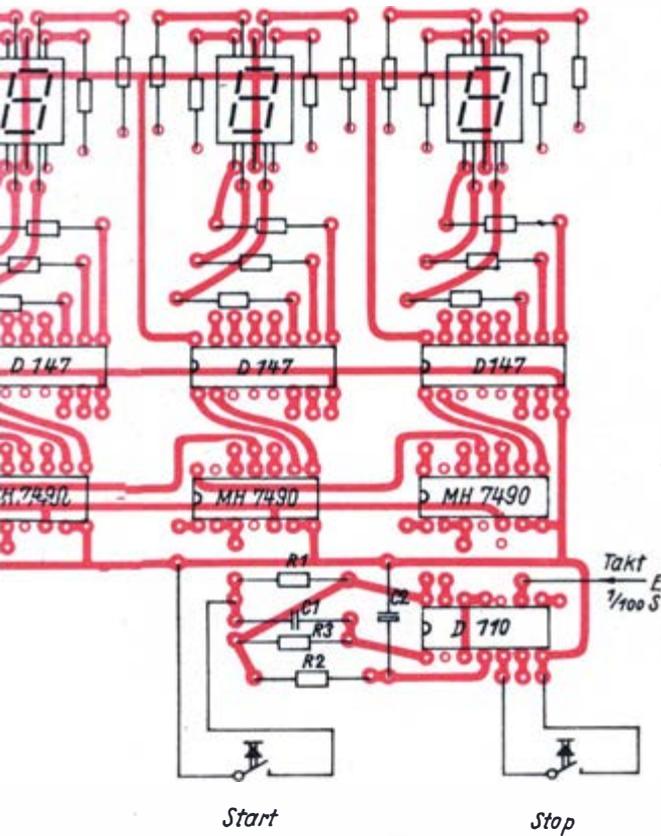
$T1 = TUN (SC 236 \text{ a. } \ddot{a})$

sind 0,02%) geändert werden, man sagt, die Quarzfrequenz wird gezogen. C_1 dient uns also dazu, geringe Abweichungen der Resonanzfrequenz, die durch Alterung oder Temperatureinfluß entstehen, oder auch existierende Abweichungen innerhalb der zulässigen Toleranz zu korrigieren.

Um den Impulsgenerator nicht zu stark zu belasten, ist ein Negator $G_3/IS 1$ nachgeschaltet. Die von diesem Impulsgenerator erzeugten Impulse sind sehr schmal, nämlich $t_i = 0,5 \mu s$, und haben sehr steile Impulsflanken. Diese steilen Impulsflanken können über die Stromversorgungsleitungen in die anderen Schalturgteile gelangen und dort Fehlfunktionen auslösen. Das zu verhindern, sind C_3 und C_4 geschaltet. Treten trotzdem unerklärliche Fehlfunktionen im Zählerteil auf, werden zwei weitere Kondensatoren von 47 nF parallel

zu den Stiften 14/7 von IS 1 und parallel zu C_4 geschaltet.

Die hohe Impulsfrequenz von $f_i = 1000 \text{ kHz}$ müssen wir auf die für die Uhr benötigte Zählfrequenz $f_n = 100 \text{ Hz}$, das entspricht der kleinsten gemessenen Zeiteinheit $t_n = \frac{1}{100} \text{ s}$, herabsetzen. Dem Quarz-Impulsgenerator schalten wir deswegen einen Teiler $10^4 : 1$ nach. Der Teiler besteht aus vier dekadischen Teilern, für die wir die IS „MH 7490“ verwenden können. Steht uns kein Schwingquarz mit $f_i = 1000 \text{ kHz}$ zur Verfügung, können wir auch Typen mit $f_i = 100 \text{ kHz}$ oder $f_i = 10 \text{ kHz}$ verwenden. Damit werden außerdem eine bzw. zwei Teilerstufen eingespart. Die Zeitbasisstufe wird auf einer separaten Leiterplatte (Bild 108 und 109) aufgebaut. Ihre einwandfreie Funktion überprüfen wir zusammen mit dem Zähl-/Anzeigeteil.



Die Uhr erhält ein Gehäuse

Funktionieren alle Schaltungsteile mit provisorischer Verdrahtung, fertigen wir das Gehäuse für die Uhr an. Als Material eignet sich Aluminium- oder Eisenblech. Es soll ausreichende Festigkeit haben und sich bei den auftretenden Temperaturen und Kräften (schwerer Transformator) nicht verformen. Dem Aufbau des Gehäuses widmen wir genügend Sorgfalt, damit unsere Uhr auch äußerlich einen guten Eindruck macht. Das Muster der Uhr wurde aus 1 mm starkem Eisenblech hergestellt. Es besteht aus zwei ineinanderpassenden U-Teilen (Bild 110). An der Vorderseite sind nur die Fenster für die 7-Segment-Anzeigen angebracht. Die Bedienelemente, wie Schalter, Tasten und Buchsen, sind auf der Rückseite zugänglich (Bild 111). Soll die Uhr in der Haupt-

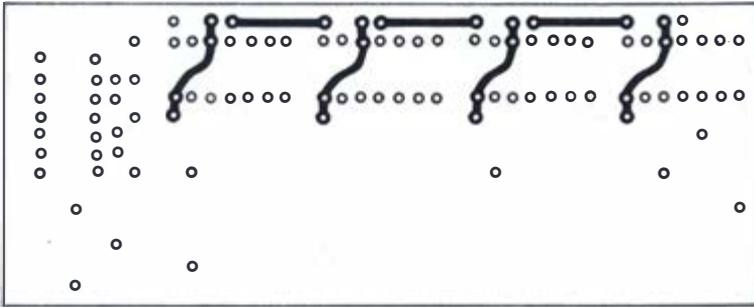
sache für Kurzzeitmessungen eingesetzt werden, kann es für die Bedienung günstiger sein, die Taste für 0-Stellen und die Buchsen mit den Start-Stop-Eingängen an der Vorderseite anzuordnen. Welche Form gewählt wird, muß der Leser selbst entscheiden.

An der Ober- und Unterseite in der Nähe des Kühlkörpers und des Transformators bringen wir die Bohrungen für Be- und Entlüftung an. Die Größe der Bohrungen richtet sich nach der Umgebungstemperatur der Uhr. Wir können davon ausgehen, daß der Schwingquarz bei einer Umgebungstemperatur von 27...28 °C die beste Frequenzkonstanz hat. Natürlich muß die Temperatur auch konstant gehalten werden. Für sehr gute Langzeitgenauigkeit der Uhr führen wir eine Woche Probetrieb am Aufstellort mit Messungen der Innentemperatur durch. Anzahl und Größe der Lüftungslöcher lassen sich dabei ermitteln.

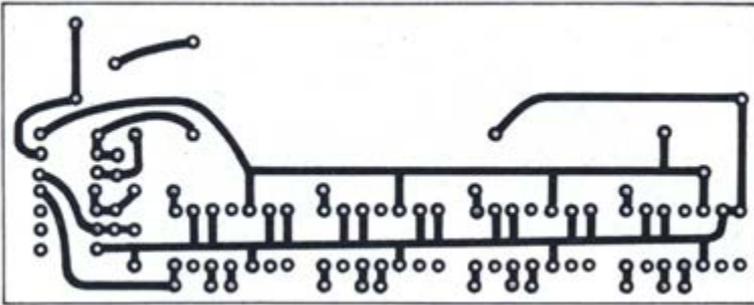
Ist das Gehäuse soweit fertig, lackieren wir es sauber oder beziehen die Oberfläche mit Kunstleder. Bei Gehäusen aus Alu-Blech kann die Oberflächenvergütung entfallen. Ein Kunststoffbezug bietet den Vorzug, daß er kleine Bearbeitungsfehler am Gehäuse zudeckt. Diese Mehrarbeit lohnt sich also. Der Kunststoffbezug, in verschiedenen Farben beim Buchbinder erhältlich, wird mit Kontaktkleber (Schuhsohlenkleber o. ä.) aufgezogen. Wie die Baugruppen im Gehäuse angeordnet sind, ist auf Bild 112 erkennbar.

Steht die Uhr dann endlich fertig auf dem Tisch (Bild 113), machen wir uns mit ihrer Handhabung vertraut. Zunächst müssen wir die Uhr stellen. Am günstigsten eignet sich dazu das Zeitzeichen, das zur vollen Stunde im Radio ertönt, oder die Fernsehuhren. Mit dem letzten Ton des Zeitzeichens bzw. wenn die Sekundenanzeige auf dem Fernsehschirm auf die volle Stunde springt, drücken wir an der laufenden Uhr die Taste 0-Stellen. Dann beginnt die Uhr bei Null zu zählen oder besser, die Zeit zu messen. Durch mehrmaliges Drücken der Taste „Stunden-Stellen“ bringen wir den Stundenzeiger in die entsprechende Stellung. Insgesamt ein unkomplizierter Vorgang, der bei dem Betrieb als „Normaluhr“ nur selten auszuführen ist. Neu stellen müssen wir die Uhr nur bei Netzunterbrechungen. Die Zeitbasis justieren wir durch *Langzeitmessungen*. Dafür führen wir ein Meßprotokoll. Die Stellung des Trimmers C_1 am Quarzgenerator markieren wir

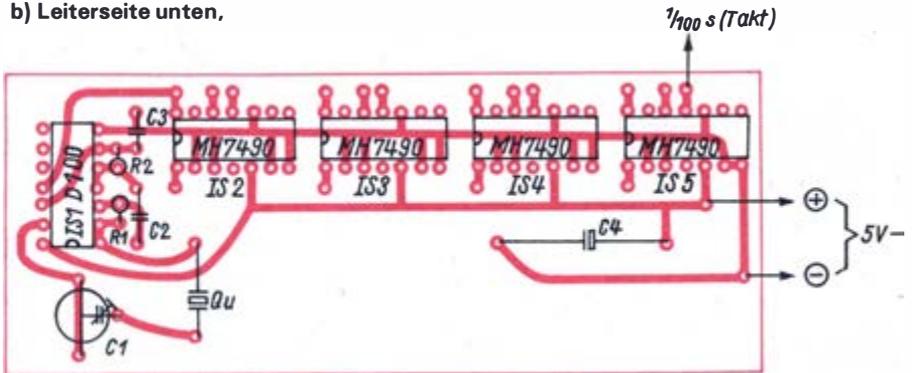
Bild 108. Leiterplatte der Quarzeitbasis:



a) Leiterseite oben,



b) Leiterseite unten,



c) Bestückungsplan

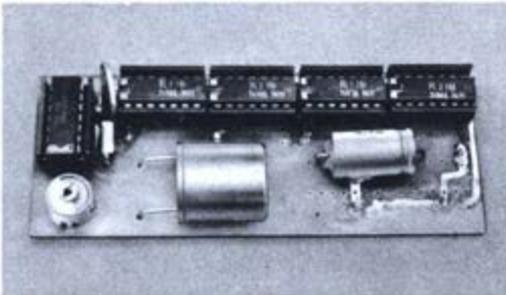


Bild 109. Muster der Quarzeitbasis

mit einem Bleistiftpunkt. Stellen wir nach fünf Tagen fest, daß die Uhr z. B. vorgeht, muß die Kapazität des Trimmers erhöht werden. Wir notieren die Zeitabweichung und markieren die neue Trimmerstellung. Nach weiteren fünf Tagen lesen wir wieder die Zeitdifferenz ab und können etwa einschätzen, um wieviel der Trimmer verstellt werden muß. Wird dieses etwas langwierige Verfahren über einen Monat sorgfältig durchgeführt, erreicht unsere Uhr eine hohe Genauigkeit. Es sei aber an dieser Stelle auch darauf hingewiesen, daß es Quarze unterschiedlicher Güte gibt. Die Qualität ist entscheidend für die Langzeitkonstanz der Uhr.

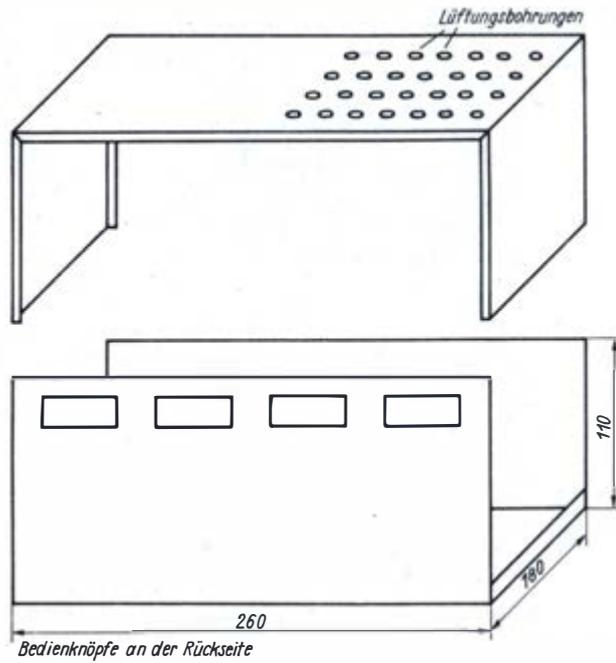


Bild 110. Konstruktion der Gehäuseteile für die Uhr

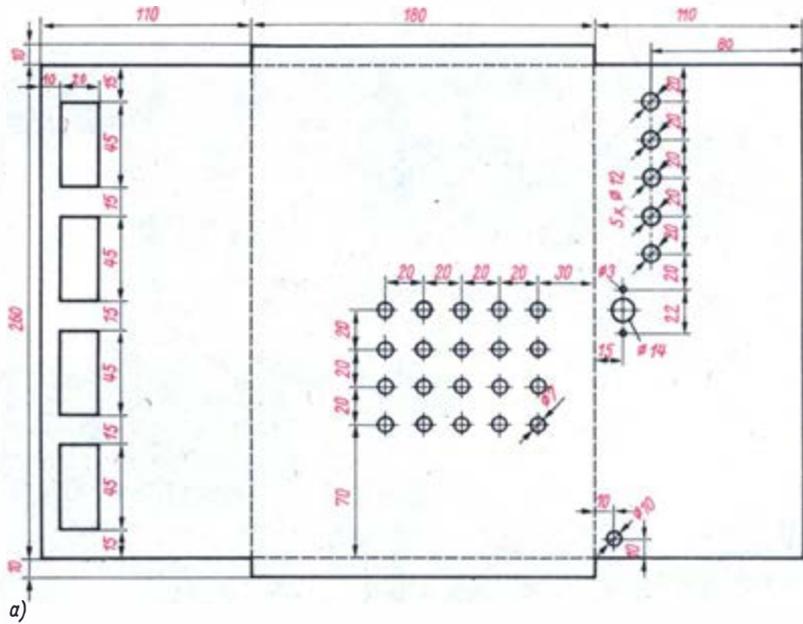
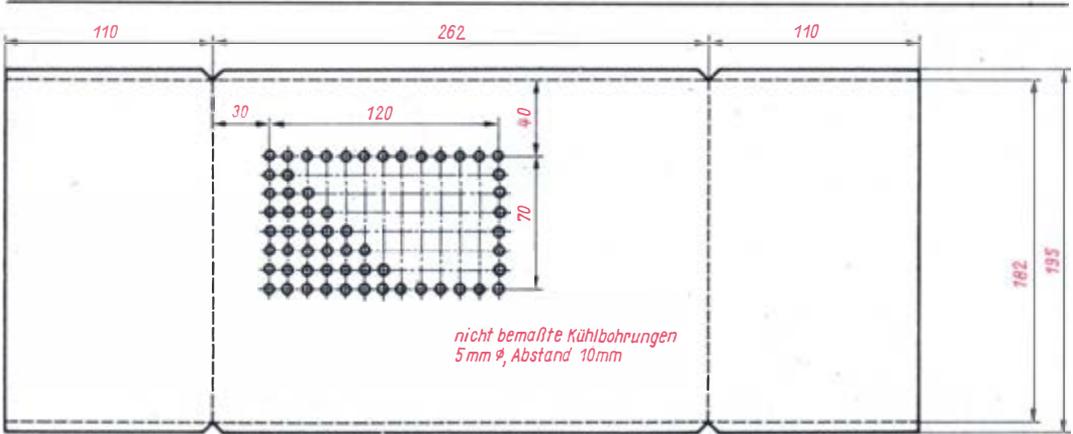


Bild 111. Abwicklung der Gehäuseteile:
 a) Unterteil,
 b) Oberteil (S. 88)

3. Digitales Messen



b)

Hinzu kommen außer dem bereits erwähnten Temperatureinfluß noch *Alterungserscheinungen* am Trimmer und am Quarz, die die Langzeitkonstanz beeinflussen. Wenn wir mit unserer Uhr eine *Gangabweichung* von ± 1 Sekunde im Monat erzielen, haben wir schon einen sehr guten Wert erreicht. Selbst industriell hergestellte Uhren kommen bei vertretbarem Aufwand — und folglich auch Preis — auf einen Maximalfehler von ± 1 Minute pro Jahr.

Die Stunde ist nicht die größte im täglichen Gebrauch befindliche Zeiteinheit. Wie wäre es denn, wenn der Leser seine Kenntnisse anwendet und am Stundenzähler weitere Zähler-/Anzeigestufen anschließt, um mit ihnen das Datum (Tage/Monate) anzuzeigen? Wie solche Zähl-/Anzeigestufen zu entwickeln sind, haben wir in den beschriebenen Experimenten mehrfach geübt, so daß der *elektronische Kalender* durchaus eine interessante und lösbare Aufgabe für Eigenentwicklungen ist.

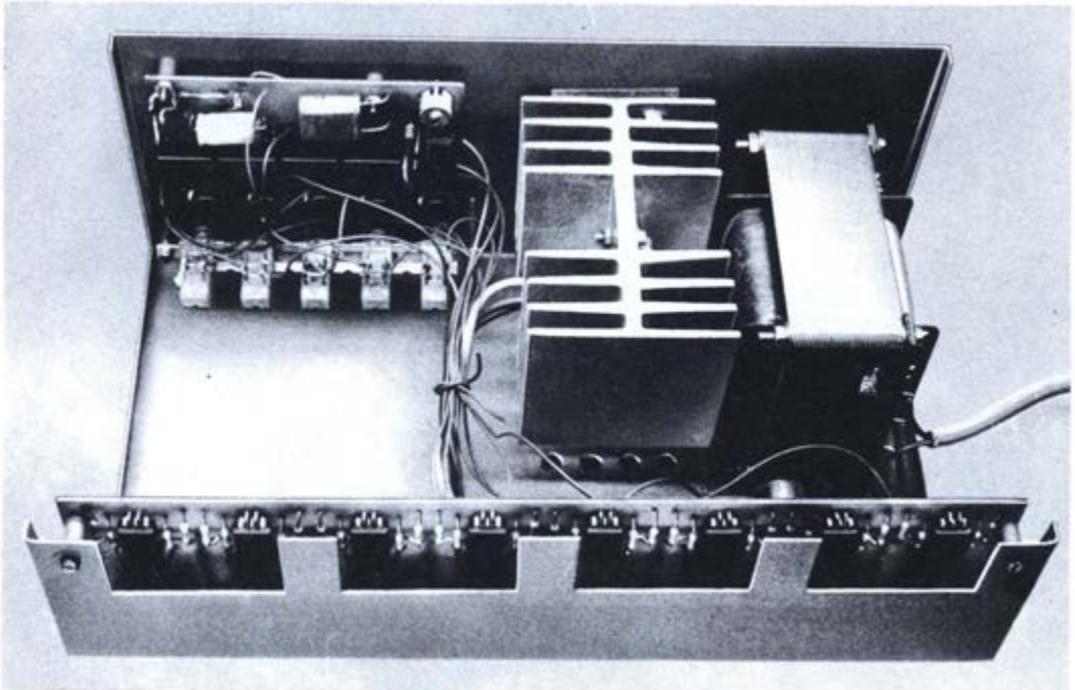


Bild 112. Innenaufbau der Digitaluhr

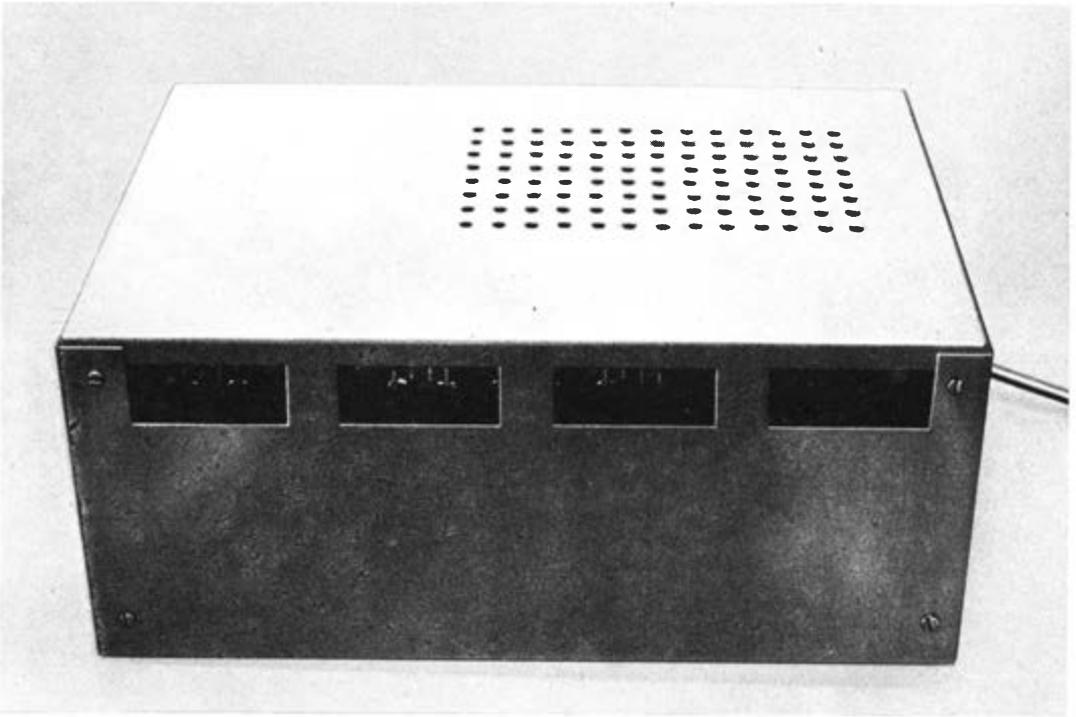


Bild 113. Muster der Digitaluhr

Wir messen Drehzahlen digital

Die bisherigen Experimente lassen erkennen, daß sich besonders physikalische Größen für digitale Messungen eignen, die bereits in Impulsform existieren oder einfach in Impulse umzuformen sind. Für die digitale Zeitmessung genügte es, die in genauem Zeitabstand erzeugten Impulse einfach zu zählen. Der dafür entwickelte Schaltungsaufbau war in seiner logischen Funktion dann auch unkompliziert. Für das zweite digitale Meßgerät, das wir entwickeln wollen, wählen wir ebenfalls eine Größe, die gleich in Impulsform abgreifbar oder leicht in Impulse umformbar ist. Gemeint ist die *Drehzahl*, Formelzeichen „ n “. Uns ist bekannt, daß z. B. am Kraftfahrzeug mit Zweitaktmotor bei jeder Kurbelwellenumdrehung ein Zündimpuls pro Zylinder auftritt. Am Flugmodell verursacht ein Zweiblattpropeller periodische Helligkeitsschwankungen in Form von *Lichtimpulsen*. Diese Erscheinung können wir nutzen, um auch an anderen drehenden Maschinenteilen Drehzahlmessungen durchzuführen. Wir bringen auf dem drehenden Teil nur einen weißen

Farbfleck an, der die gewünschten Lichtimpulse erzeugt. Ein optoelektronisches Bauelement wandelt die Lichtimpulse in elektrische Impulse um. Aus diesen Vorüberlegungen entwerfen wir wieder das erste Blockschaltbild (Bild 114).

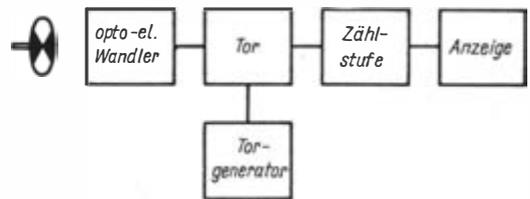


Bild 114. Blockschaltbild des digitalen Drehzahlmessers

Wenn wir die Drehzahl messen, bedeutet das, die Impulse pro Zeiteinheit zu zählen. Im einfachsten Fall alle Impulse, die in 1 min auftreten, da der Zähler dann die Anzahl der Umdrehungen pro Minute anzeigt. Damit der Zähler aber nur genau 1 min lang zählt, darf sein

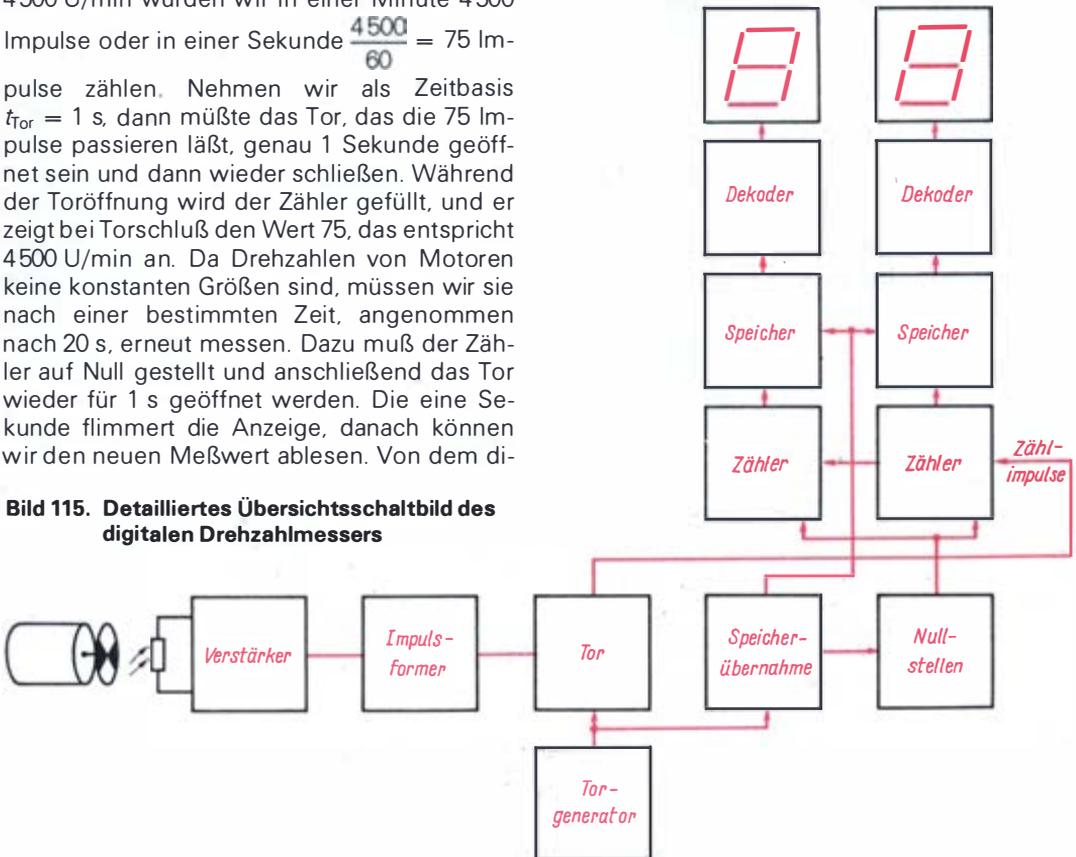
3. Digitales Messen

Eingang auch nur 1 min geöffnet sein. Dieses Öffnen bzw. Schließen des Zählers übernimmt die Funktionsgruppe, die in der Digitaltechnik als *Torschaltung*, kurz Tor, bezeichnet wird. Die Öffnungszeit des Tores legen wir mit Impulsen fest, die im Torgenerator erzeugt werden. Der Torimpuls wird von den beiden Zeiten t_i (Impulszeit) und t_p (Pausenzeit) bestimmt. In der Zeit $t_i = t_{\text{Tor}}$ wird der Zähler aufgefüllt. In der Zeit t_p steht der Zähler und auch die Anzeige, wir können den gemessenen Wert ablesen. In der Praxis sind jedoch Meßzeiten von 1 min zur Drehzahlbestimmung ungeeignet. Außerdem können wir während der Meßzeit t_{Tor} den Meßwert nicht ablesen, da der Zähler aufgefüllt wird.

Wir müssen also unser Meßprinzip noch etwas verfeinern. Dabei gehen wir wieder von einem praktischen Beispiel aus. Ein kleiner Elektromotor oder ein Verbrennungsmotor im Flugmodell läuft, angenommen, mit der Drehzahl $n = 4500 \text{ U/min}$. Bei der Drehzahl 4500 U/min würden wir in einer Minute 4500 Impulse oder in einer Sekunde $\frac{4500}{60} = 75$ Impulse zählen. Nehmen wir als Zeitbasis $t_{\text{Tor}} = 1 \text{ s}$, dann müßte das Tor, das die 75 Impulse passieren läßt, genau 1 Sekunde geöffnet sein und dann wieder schließen. Während der Toröffnung wird der Zähler gefüllt, und er zeigt bei Torschluß den Wert 75, das entspricht 4500 U/min an. Da Drehzahlen von Motoren keine konstanten Größen sind, müssen wir sie nach einer bestimmten Zeit, angenommen nach 20 s, erneut messen. Dazu muß der Zähler auf Null gestellt und anschließend das Tor wieder für 1 s geöffnet werden. Die eine Sekunde flimmert die Anzeige, danach können wir den neuen Meßwert ablesen. Von dem di-

gitalen Drehzahlmesser werden wir mehr verlangen. Die flimmernde Anzeige während der Meßzeit stört das Ablesen beträchtlich. Also übernehmen wir den Meßwert aus dem Zähler in einen *Zwischenspeicher* und zeigen dann nur den Speicherwert an. Als Zwischenspeicher eignen sich Flipflops. Die Torschaltung muß dann aber noch eine zusätzliche Funktion ausüben. Wenn der Zählerstand erreicht ist, muß aus dem Schließimpuls des Torgenerators ein *Speicherübernahmeimpuls* die Übernahme des Zählerstandes in den Speicher bewirken. Anschließend kann der Zähler mit dem Null-Stellimpuls auf 0 gestellt werden. Auf der Anzeige erscheint der gespeicherte Wert, und der Zähler ist wieder zählbereit. Mit dem neuerlichen Öffnen des Tores beginnt der nächste Zählvorgang nach dem gleichen Schema. Um das einwandfreie Arbeiten der Zähler zu erreichen, sind Zählimpulse hoher Flankensteilheit erforderlich. Daher müssen wir dem optoelektronischen Wandler noch einen Impulsverstär-

Bild 115. Detailliertes Übersichtsschaltbild des digitalen Drehzahlmessers



ker und einen Impulsformer nachschalten. Somit ergibt sich das detaillierte Übersichtsschaltbild (Bild 115).

Einen Mangel des digitalen Drehzahlmessers nehmen wir in Kauf, es ist die zweistellige Anzeige. Das tun wir aus folgendem Grund. Den Schaltungsentwurf für das Übersichtsschaltbild (Bild 115) werden wir wieder mit TTL-IS entwickeln und als handliches kleines Meßgerät ausführen. Um netzunabhängig zu sein, arbeitet der Drehzahlmesser mit eingebauter Batterie. Der vorgesehene Schaltungsentwurf mit zweistelliger Anzeige hat bereits einen Strombedarf von $I_L = 410$ mA. Jede weitere angezeigte Ziffer würde diesen Strombedarf um $I_L = 200$ mA erhöhen. Dann wäre die zur Stromversorgung vorgesehene NiCd-Batterie 4,8 V/0,5 Ah nicht mehr ausreichend. Mit dieser Batterie, die wir auch als Empfängerbatterie für die Fernsteueranlage benutzen, sind selbst bei $I_L = 410$ mA ohnehin nur kurzzeitige Messungen möglich.

Die zweistellige Anzeige für die Tausender und Hunderter ist auch hinsichtlich der Genauigkeit ausreichend. Der so erreichbare Fehler beträgt 1 %, ein Wert, der für unsere Messungen genügt. Der Fehler von 1 % ist bereits kleiner als der von guten Zeigerinstrumenten.

Eine Zweideutigkeit weist die Anzeige allerdings auf. Wenn wir Drehzahlen über 10 000 U/min messen, werden die Zehntausender nicht angezeigt. Bei der Drehzahl 12 500 U/min z. B. lesen wir 25, das entspricht 2500 U/min, ab. Da wir die Drehzahl 2500 U/min von der Drehzahl 12 500 U/min allein mit dem Gehör unterscheiden können, nehmen wir diese Zweideutigkeit ebenfalls aus den genannten Gründen in Kauf.

Einige Überlegungen sind noch zur Torzeit notwendig. Da wir bei der Anzeige mit Speicher arbeiten, kann die Pause, im Beispiel hatten wir 20 Sekunden angenommen, bis auf die Zeit für den Speicher-Übernahme- und den Nullstell-Impuls vermindert werden. Bei dem Schaltungskonzept genügt $t_p = 30$ ms für geschlossenes Tor. Die Toröffnungszeit richtet sich nach der Anwendung. Da wir auf ± 100 U/min genau messen, reicht als Torzeit $t_{\text{tor}} = \frac{1}{100}$ min = 600 ms aus. Bei Anzeige der Zehner, also einem Fehler von ± 10 U/min, müßte die Torzeit $\frac{1}{10}$ min = 6 s betragen. Die genannten Torzeiten beziehen sich auf den Fall, daß bei einer Umdrehung ein Impuls auftritt. Bei Zwei-

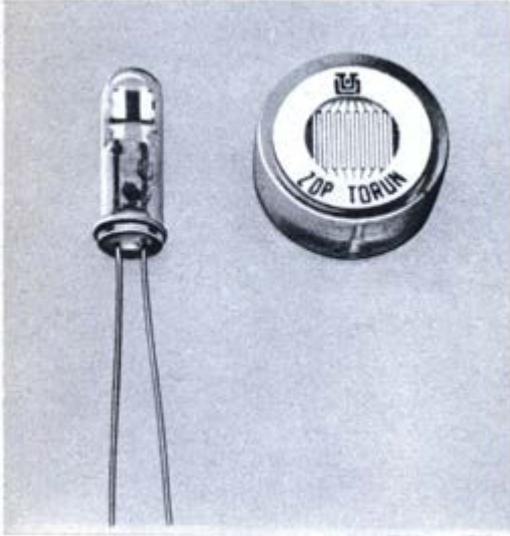
blattluftschrauben erhalten wir zwei Impulse für eine Umdrehung. Dadurch verringert sich die Torzeit um die Hälfte auf $t_{\text{tor}} = 300$ ms. Nachdem wir diese Grundprobleme geklärt haben, entwickeln wir die Stromlaufpläne der Baugruppen.

Wir wandeln Helligkeitsschwankungen in elektrische Impulse um

Ausgehend vom Übersichtsschaltbild (Bild 115), müssen wir als erste Aufgabe die Wandlung von Helligkeitsschwankungen (Lichtimpulsen) in elektrische Impulse lösen. Diese Art der Umformung wählen wir, da eine Hell-Dunkel-Markierung (weißer Farbpunkt) viel einfacher auf einem drehenden Maschinenteil anzubringen ist als z. B. ein kleiner Dauermagnet. Mit dem Dauermagneten könnten wir in einer Spule ebenfalls Impulse erzeugen (induzieren). Für die optische Abtastung der Hell-Dunkel-Markierung eignet sich von den Fotodektoren der *Fotowiderstand*. Im Unterschied zu der beim Belichtungsmesser verwendeten Fotodiode zeigt der Fotowiderstand bei den vorkommenden Beleuchtungsstärken keine Sättigungserscheinungen. Er ist preiswert und für einen weiten Helligkeitsbereich anwendbar. Der Fotowiderstand wird in unterschiedlichen Bauformen (Bild 116) hergestellt. Das lichtempfindliche Material sind Halbleiter auf der Grundlage von CdS, InSb, Ge oder Si, von denen dann auch die Kennwerte des Fotowiderstandes abhängig sind. Für den Drehzahlmesser sind alle im Handel erhältlichen Typen geeignet. Da dies z. B. auch Importtypen mit meist unbekanntenen Daten sind, untersuchen wir den Fotowiderstand in einem Experiment etwas genauer.

Über einen Vorwiderstand legen wir an den Fotowiderstand eine Spannung und messen den Spannungsabfall am Vorwiderstand (Bild 117). Mit R_2 stellen wir die Spannung am Fotowiderstand auf $U_{\text{FW}} \sim U_B/2$. Der Fotowiderstand befindet sich im Abstand $a \sim 50$ cm zu einer 60-W-Glühlampe oder 25-W-Leuchtstoffröhre. Durch Verdunkeln des Fotowiderstandes stellen wir fest, daß der Strom von $I_{\text{Hell}} \sim 0,3 \dots 1$ mA auf $I_{\text{Dunkel}} \sim 2 \dots 10$ μ A zurückgeht. Der Fotowiderstand ändert also seinen Wert von Hell : Dunkel etwa im Verhältnis $10^3 : 1$. Für unsere Anwendung bedeutet das,

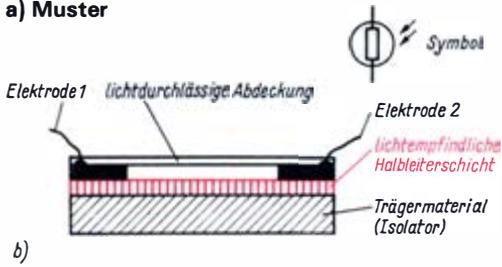
Bild 116. Bauformen von Fotowiderständen:



den Widerstand $R_1 + R_2$ bei Beleuchtung für $U_{FW} = U_B/2$ aus. Der Wert wird dann im Schaltungsaufbau des Drehzahlmessers für den Vorwiderstand eingesetzt. Aus dem Versuch ziehen wir noch eine weitere Schlußfolgerung. Jedes *Wechsellicht* von netzgespeisten Glühlampen oder Leuchtstoffröhren ruft Widerstandsänderungen im Fotowiderstand und damit eine Wechselspannung hervor. Da die zu messenden Lichtimpulse ebenfalls eine Wechselspannung darstellen, würde Wechsellicht das Meßergebnis verfälschen. Daher darf für alle Messungen mit dem Drehzahlmesser nur *Gleichlicht* (Tageslicht oder Taschenlampe) benutzt werden; Wechsellichteinfüsse sind unbedingt auszuschalten.

Die Impulse werden für die Zählung aufbereitet

a) Muster



b) Aufbau schematisch

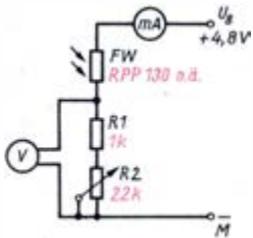


Bild 117. Experimentierschaltung zur Untersuchung eines Fotowiderstandes

er ändert den Widerstandswert über einen weiten Bereich der Beleuchtungsstärke.

Steht uns ein Oszillograf zur Verfügung, schalten wir ihn parallel zum Voltmeter. Auf dem Oszillografenschirm erkennen wir, daß bei $U_B/2$ auch die höchste Amplitude der Wechselspannung auftritt. Diese Wechselspannung wird vom Wechsellicht der netzgespeisten Lampe verursacht. Daher messen wir

Bei dem Experiment mit dem Fotowiderstand konnten wir die Beleuchtungsstärke in einem weiten Bereich ändern und erhielten damit große Widerstandsänderungen. Wir können uns jedoch auch vorstellen, daß ein weißer Fleck auf der Welle oder Kupplung eines Kleinmotors oder der Propeller am Flugmodell nur ganz geringe Helligkeits- und folglich Beleuchtungsstärkeschwankungen bewirkt. Diese geringen Beleuchtungsstärkeschwankungen haben folglich nur eine Wechselspannung mit kleiner Amplitude, meist auch unregelmäßiger Kurvenform zur Folge. Daher müssen wir die Wechselspannung verstärken und zu sauberen Impulsen mit steilen Flanken formen. Bei den Experimenten haben wir bereits verschiedene Schaltungsvarianten erprobt, die wir hier anwenden können. Dabei ist aber noch folgendes zu bedenken: Im Zusammenhang mit der Festlegung der Zahl der Ziffernanzeige bereitete uns der Strombedarf bereits Sorgen. Jede angezeigte Ziffer mit Zähler und Speicher bedeuten eine Dauerlast von $I_{L1} = 200 \text{ mA}$ für die Batterie. Bei zwei angezeigten Ziffern erhalten wir $I_{L1+2} = 400 \text{ mA}$. Um die im Übersichtsschaltbild (Bild 115) dargestellten Funktionsstufen mit digitalen und analogen IS zu realisieren, benötigen wir mindestens einen Operationsverstärker und sechs NAND-Gatter ($2 \times D 100$), so daß mit den verfügbaren Bauelementen ein weiterer Strombedarf von $I_{L3} = 40...50 \text{ mA}$ entstände. Da die für den

Drehzahlmesser vorgesehene Batterie nicht noch zusätzlich belastet werden soll, wählen wir für die Aufbereitung der Impulse die Schaltungsvariante mit dem geringsten Strombedarf, und das ist im vorliegenden Fall eine Transistorvariante. Die Transistorschaltung belastet die Batterie lediglich mit $I_{L3} = 8 \text{ mA}$. An dem im Experiment für den Fotowiderstand benutzten Vorwiderstand fällt die durch die Beleuchtungsstärkechwankungen hervorgerufene Wechselspannung ab. Er ist der Arbeitswiderstand, an dem wir die Wechselspannung abgreifen, die vom angeschlossenen Wechselspannungsverstärker verstärkt wird. Ehe wir diesen Wechselspannungsverstärker aufbauen, müssen wir jedoch den Impulsformer experimentell genauer untersuchen.

Der „Schmitt-Trigger“ formt die Impulse

Die am Ausgang der Verstärkerstufe anliegende Wechselspannung mit sehr unterschiedlicher Kurvenform muß zu Impulsen mit steilen Flanken geformt werden. Dazu brauchen wir einen elektronischen Schalter, der bei einem bestimmten Pegel, z. B. für ansteigende Eingangsspannung, am Ausgang von L auf H und für sinkende Eingangsspannung am Ausgang von H auf L schaltet. Schaltungen, die ein solches Verhalten haben, werden als *Spannungsdiskriminator* oder auch *Schmitt-Trigger* bezeichnet. Der *Schmitt-Trigger* ist wie der bistabile Multivibrator eine digitale Grundschaltung, die aus zwei gleichstromgekoppelten Verstärkerstufen besteht (Bild 118). Die Ba-

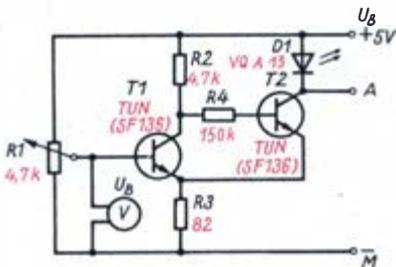


Bild 118. Experimentierschaltung des Schmitt-Triggers

sissspannung für T₁ erzeugen wir mit einem Potentiometer, den Schaltzustand von T₂ zeigt die LED an. Leuchtet D₁, entspricht das L am Ausgang A. Im Experiment ändern wir die Basis-

spannung U_E von 0..4,8 V steigend und notieren, bei welchem Wert D₁ verlischt. Im zweiten Versuch fällt U_B von 4,8..0 V, der Wert für das Aufleuchten von D₁ wird ebenfalls notiert. Wir erhalten:

$$U_{\text{steigend}} = 0,78 \text{ V} \quad \text{geht A} = \text{L} \rightarrow \text{H}$$

$$U_{\text{fallend}} = 0,75 \text{ V} \quad \text{geht A} = \text{H} \rightarrow \text{L.}$$

Die Werte sind von der Stromverstärkung der Transistoren abhängig und können daher bei den Messungen etwas abweichen. Wir stellen fest, daß die beiden Schaltpunkte um etwa 0,03 V auseinanderliegen. Diese Erscheinung, daß das Einschalten bei einem anderen Pegel als das Ausschalten erfolgt, bezeichnet man als *Schalthysterese*. Wenn wir eine Sinusspannung zeitabhängig darstellen, können wir nun genau angeben, an welchen Punkten der Schmitt-Trigger schaltet (Bild 119). Damit der

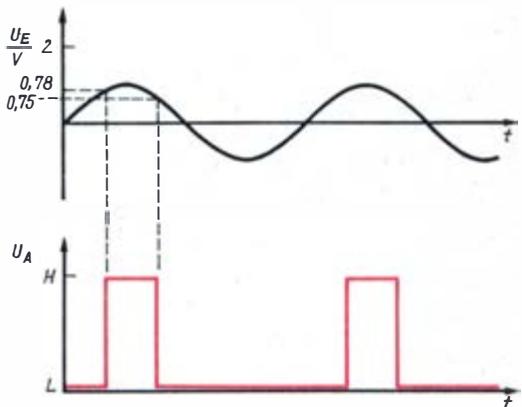


Bild 119. Wirkungsweise des Schmitt-Triggers

Schmitt-Trigger bereits von kleinen Wechselspannungen getriggert wird, werden wir seinen Arbeitspunkt mit dem Basisspannteiler kurz vor den *Triggerpunkt* einstellen. Im Experiment wäre das bei $U_E = 0,76 \text{ V}$. Da der Basisspannteiler eine Last für den Wechselspannungsverstärker darstellt, legen wir ihn für den Drehzahlmesser hochohmiger ($R_4 + R_5 = 100 \text{ k}\Omega$) als im Experiment ($R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$) aus. Setzen wir für $R_1 = 100 \text{ k}\Omega$ an, erhalten wir für den unteren Teilerwiderstand aus

$$\frac{U_B}{U_E} = \frac{R_1}{R_{1u}}$$

$$R_{1u} = R_1 \cdot \frac{U_E}{U_B}$$

3. Digitales Messen

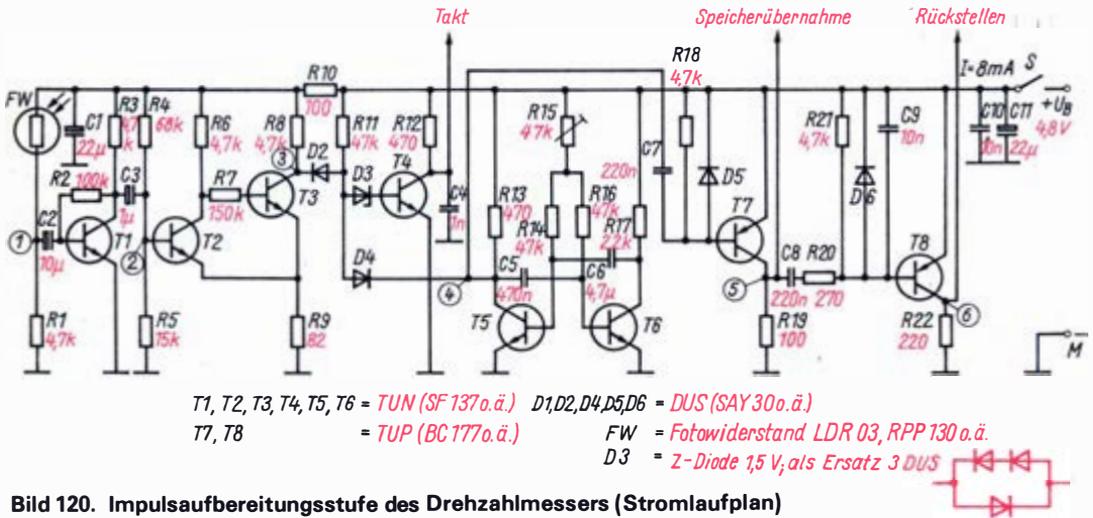


Bild 120. Impulsaufbereitungsstufe des Drehzahlmessers (Stromlaufplan)

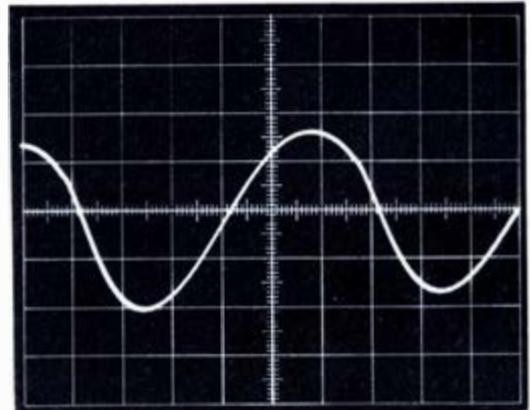
Bild 121. Oszillogramm der Spannungen am Schmitt-Trigger bei Wechsellicht:

$$R_{1u} = 100 \text{ k}\Omega \cdot \frac{0,76 \text{ V}}{4,8 \text{ V}} = 15,8 \text{ k}\Omega.$$

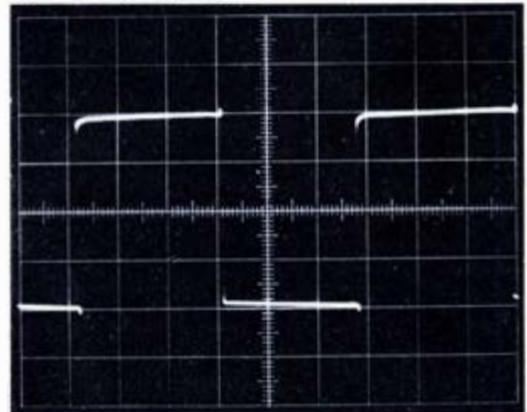
Damit wählen wir R_{1u} zu $15 \text{ k}\Omega$ und $R_{10} = R_1 - R_{1u} \approx 82 \text{ k}\Omega$.

Nun können wir die gesamte Schaltung zur Impulsaufbereitung auf der Experimentierplatte aufbauen und erproben (Bild 120 bis T_3). Sie besteht aus dem Fotowiderstand mit Arbeitswiderstand, der Wechselspannungsverstärkerstufe mit T_1 und dem Schmitt-Trigger mit T_2/T_3 . Dunkeln wir den Fotowiderstand ab und schalten eine davorgehaltene Taschenlampe ein/aus, muß die statt R_8 eingefügte Leuchtdiode kurz aufleuchten. Bei Beleuchtung mit Wechsellicht leuchtet die LED scheinbar ständig. Können wir die Ausgangsspannung im Oszillografen sichtbar machen, werden wir feststellen, daß an der Leuchtdiode eine rechteckförmige Impulsspannung anliegt (Bild 121).

Ist die Leuchtdiode bei abgedunkeltem Fotowiderstand nicht dunkel und leuchtet auch bei Wechsellicht nicht, müssen wir den Basisspannungsteiler R_4/R_5 verändern. Wir ersetzen R_5 durch einen veränderbaren Widerstand ($50 \text{ k}\Omega$) und stellen den Arbeitspunkt wie beschrieben ein. Anschließend wird R_5 gemessen und durch einen Festwiderstand ersetzt. Um Rückwirkungen von der Torschaltung und den Zählstufen auf die Impulsaufbereitung zu verhindern, sind diese Stufen im Gerät mit dem RC-Glied R_{10}/C_1 voneinander entkoppelt.



a) an MP 1 (Eingang).



b) an MP 2 (Ausgang)

Wir entwickeln die Torschaltung

Am Ausgang des Schmitt-Triggers stehen die zu zählenden Impulse mit den geforderten Merkmalen zur Verfügung. Nach unseren Vorüberlegungen dürfen sie nur für eine bestimmte Meßzeit, die Torzeit, an den Zählereingang gelangen. Das Öffnen bzw. Schließen des Zählereingangs übernimmt eine Verknüpfungsschaltung mit zwei Eingängen, als Tor bezeichnet. An einem Toreingang liegen die Zählimpulse, die am Torausgang auftreten sollen, wenn der zweite Toreingang H-Potential erhält. Analysieren wir die Funktionstabelle der Grundverknüpfungen, so erkennen wir, daß für die Erfüllung der gestellten Forderungen das AND- oder das NAND-Gatter geeignet sind. Eine NAND-Schaltung erhalten wir, wenn der Basis eines Transistors zwei Dioden vorgeschaltet sind. Die über R_{12} vorgespannten Dioden D_2 und D_4 wirken als AND, und der Transistor T_4 negiert den Pegel. Damit können die an MP 2 liegenden Impulse nur zum Taktausgang gelangen, wenn D_4 sperrt, also H-Pegel erhält.

Diesen H-Pegel für D_4 erzeugen wir für die Torzeit $t_{\text{Tor}} = 300 \text{ ms}$ mit dem Torgenerator, einem astabilen Multivibrator. Der astabile Multivibrator als Impulsgenerator in Transistortechnik besteht wie der in IS-Technik aus zwei Negatoren, die über Kondensatoren (C_5/C_6) rückgekoppelt sind. Durch die Rückkopplung entstehen an den Kollektoren annähernd rechteckförmige Impulse (Bild 122), die zur Schaltung des Tores geeignet sind. Nach $t = 0,69 \cdot R \cdot C$ erhalten wir mit der angegebenen Dimensionierung

$$t_{\text{Tor}} = 0,69 (R_{14} + R_{15}) \cdot C_6 = 0,69 \cdot 97 \text{ k}\Omega \cdot 4,7 \mu\text{F} \approx 315 \text{ ms}$$

$$t_p = 0,69 (R_{15} + R_{16}) \cdot C_5 = 0,69 \cdot 97 \text{ k}\Omega \cdot 0,47 \mu\text{F} \approx 31,5 \text{ ms}$$

Mit dem Einstellwiderstand R_{15} stellen wir den Torimpuls genau auf die benötigte Öffnungszeit $t_{\text{Tor}} = 300 \text{ ms}$. Der während der Toröffnung t_{Tor} erreichte Zählerstand soll in den Zwischenspeicher übernommen werden. Das bedeutet, der Speicherübernahmeimpuls muß gegenüber dem Zählerstop verzögert auftreten. Diese Verzögerung bewirkt das RC-Glied C_7/R_{18} . Die Flanke HL des Torimpulses wird mit dem Differenzglied C_7/R_{18} in einen Nadelimpuls umgewandelt, der verzögert an MP 4 als Speicherübernahmeimpuls auftritt. Ist der Zählerstand in den Speicher übernommen, müs-

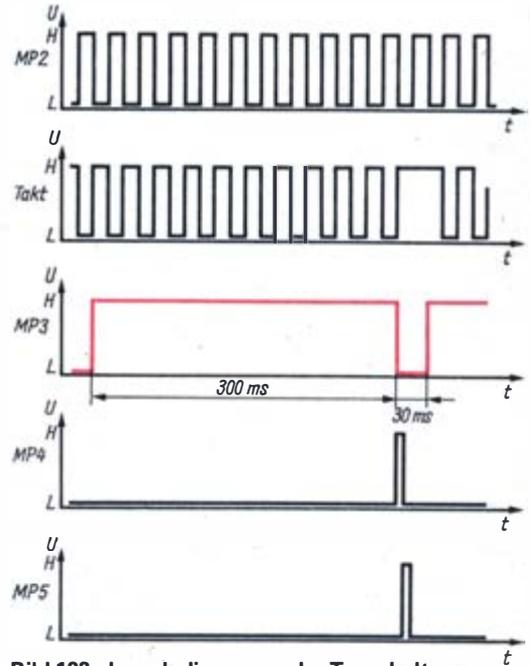


Bild 122. Impulsdiagramm der Torschaltung

sen dazu, ebenfalls verzögert, beide Zählstufen auf Null gestellt werden. Aus der HL-Flanke des Speicherübernahmeimpulses gewinnen wir daher mit dem Differenzglied $C_8/R_{20}/R_{21}$ den wiederum verzögerten Impuls zum Nullstellen des Zählers. Die Torschaltung bauen wir zu der Impulsverstärker- und -formerschaltung auf der Experimentierplatte auf. Die Funktionsprobe können wir erst mit dem Zähl-/Anzeigeteil ausführen.

Die Zähl-/Anzeigestufen erhalten einen Zwischenspeicher

Welche Eigenschaften der benötigte Zwischenspeicher haben muß, wurde bereits aus dem Übersichtsschaltbild abgeleitet. Danach soll der Zwischenspeicher die am Eingang liegende Information H oder L beim Auftreten des Übernahmeimpulses vom Eingang an den Ausgang weiterreichen. Da der Übernahmeimpuls den Eingang freigibt, wird er in der Literatur auch als Freigabe- oder Taktimpuls bezeichnet. Einen solchen Zwischenspeicher können wir aus dem RS-Flipflop (Bild 77) entwickeln, wenn die beiden Eingänge R und S durch weitere logische Glieder verknüpft wer-

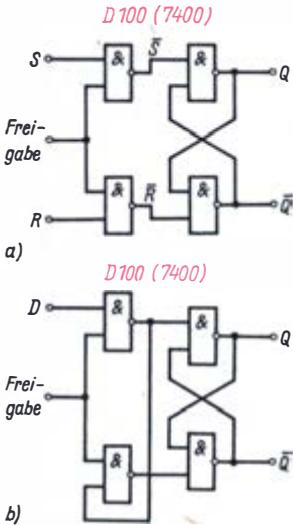


Bild 123. Entwurf eines „Latch“:
 a) „RS-Latch“ aus vier NAND-Gattern,
 b) „D-Latch“ aus vier NAND-Gattern

den. Wir bauen daher das RS-Flipflop aus zwei NAND-Gattern noch einmal auf der IS-Experimentierplatte auf. Den Eingängen R und S wird jeweils ein NAND-Gatter vorgeschaltet (Bild 123). Fassen wir zwei Eingänge der beiden vorgeschalteten NAND zusammen, ergibt das den Freigabeeingang. Nach unserem bewährten Experimentiermuster erproben wir das Flipflop und notieren die Ergebnisse in einer Funktionstabelle. Das Verhalten entspricht dem des RS-Flipflop, nur daß es mit dem Freigabeeingang bei H freigegeben und bei L gesperrt wird. Ein Flipflop, das über Freigabe- und Informationseingang (-eingänge) verfügt, bezeichnet man als „Latch“, von latch, engl. Klinke, Schnapper. Als Zwischenspeicher benötigen wir jedoch ein „Latch“, das nur einen Informations- und einen Freigabeeingang hat. Dieses „Latch“ können wir aus dem RS-Latch entwickeln. Das „RS-Latch“ hat immer dann eine definierte Schaltstellung, wenn wir den R-Eingang mit S verbinden. Dann würde, Freigabe vorausgesetzt, H an S zu H an Q und L an \bar{Q} sowie L an S zu L an Q und H an \bar{Q} führen. Diese Überlegungen prüfen wir im nächsten Experiment und erhalten die Funktionstabelle. Damit hat das „D-Latch“ genau das für den Zwischenspeicher geforderte Verhalten. Beim Auftreten des Takt- oder Freigabeimpulses

Funktionstabelle für „D-Latch“

T	D	Q	\bar{Q}
H	L	L	H
H	H	H	L
L		keine Veränderung	

wird die am *Informationseingang* liegende Information nach Q durchgeschaltet. Der Informationseingang wird in der Literatur als D-Eingang (von delay, engl. Verzögerung) bezeichnet. Da es sich um ein *taktzustandsgesteuertes* Flipflop handelt, stellt man die obige Funktionstabelle in der Literatur vereinfacht dar. Da wir an jedem Dezimalzähler vier Ausgänge haben, müssen wir zwischen jedem Zählerausgang und BCD-Dekoder ein „D-Latch“ als Zwischenspeicher schalten. Das bedeutet bei acht Zählerausgängen $8 \cdot D\text{-FF} = 8 \times \text{„D 100“}$. Die

Funktionstabelle für getaktetes „D-Latch“

t_n = Zustand vor dem Taktimpuls
 t_{n+1} = Zustand nach dem Taktimpuls

t_n	t_{n+1}	
D	Q	\bar{Q}
H	H	L
L	L	H

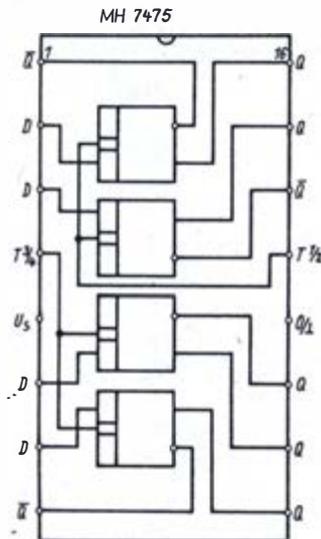


Bild 124. Anschlußbelegung des 4fach D-FF „MH 7475“

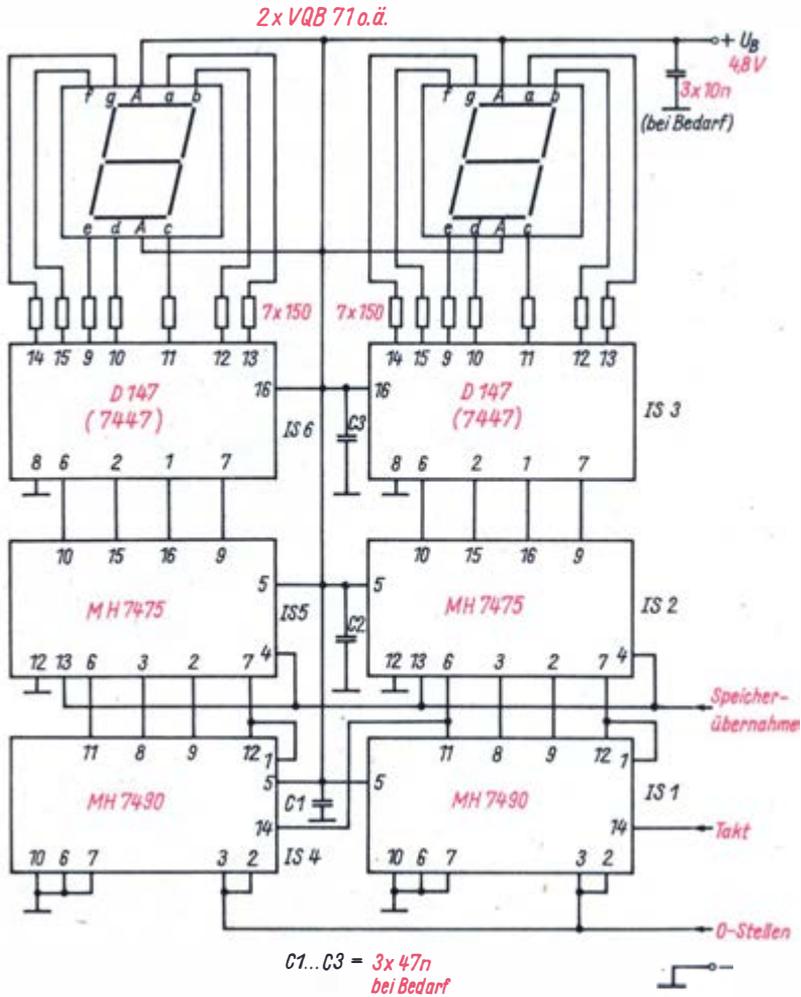
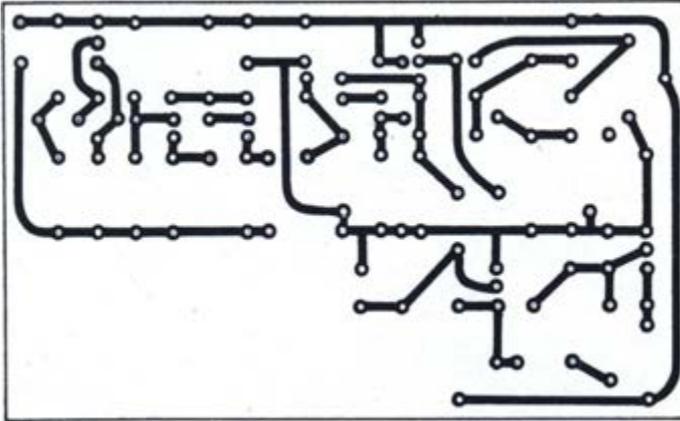


Bild 125. Zähl-/Anzeigestufen des digitalen Drehzahlmessers (Stromlaufplan)

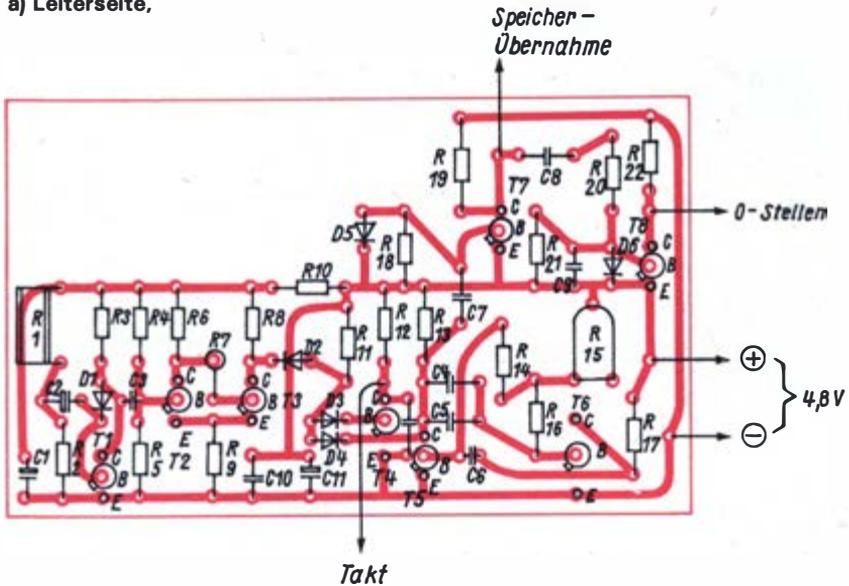
ser Zwischenspeicher ist eine in der digitalen Technik oft wiederkehrende Grundfunktion. Für ihn wurden TTL-IS mit vier D-FF entwickelt. Wir werden die D-FF daher für den Drehzahlmesser nicht aus NAND-Gattern aufbauen, sondern den Vierfach-D-FF verwenden, der unter der Typenbezeichnung „MH 7475“ (7475) hergestellt wird (Bild 124). Die anderen Schaltungsteile, wie Dezimalzähler und BCD-Dekoder mit Anzeige, haben wir bereits für den „Lottomat“ und die „Digitaluhr“ entwickelt. Sie werden für den Drehzahlmesser übernommen. Damit können wir den Stromlaufplan des

Zähl-/Anzeigeteils zeichnen und auf der IS-Experimentierplatte aufbauen (Bild 125). Zähl-/Anzeigeteil und die Impulsaufbereitungsschaltung erproben wir gemeinsam im Experimentieraufbau. Funktionieren die Schaltungsteile, werden die Leiterplatten gezeichnet und bestückt (Bild 126 und 127). Wenn der Experimentieraufbau einwandfrei arbeitet, sollten auch die bestückten Leiterplatten auf Antrieb funktionieren. Auf jeden Fall übertragen wir die Bauelemente, besonders für das Impulsaufbereitungsteil, funktionsstufenweise und schalten Zwischenkontrollen ein.

Bild 126. Leiterplatte des Impulsaufbereitungs-
teils (Drehzahlmesser):



a) Leiterseite,



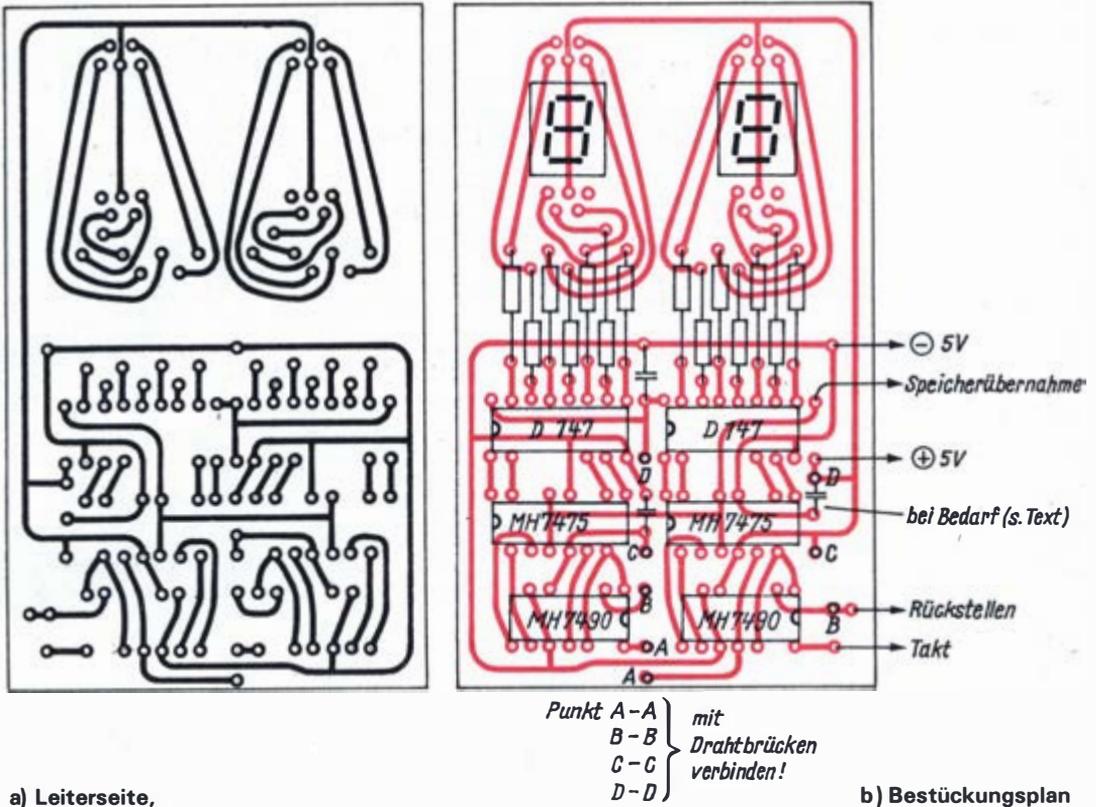
b) Bestückungsplan

Der Drehzahlmesser wird justiert

Der fertig aufgebaute Drehzahlmesser muß nun noch justiert werden. Dazu beleuchten wir ihn mit Wechsellicht, am besten mit einer Leuchtstoffröhre. Die Leuchtstoffröhre erzeugt bei jedem Spannungsmaximum und -minimum gewissermaßen einen Impuls. Das bedeutet $f_{\text{Netz}} = 50 \text{ Hz} \cong f_{\text{Imp}} = 100 \text{ Hz}$, oder die Helligkeit der Leuchtstoffröhre schwankt mit der doppelten Netzfrequenz. Auf die Minute

bezogen, entspricht das 6000 Imp/min. Da bei Drehzahlmessungen an Flugmodellen ebenfalls zwei Impulse pro Umdrehung auftreten, muß die Impulszahl durch 2 dividiert werden. Mit dem Wechsellicht zum Justieren stellen wir daher die Anzeige bei 6000 Imp/min am Eingang auf 3000 U/min ein. Wir stellen den Torgenerator mit R_{15} so ein, daß auf der Anzeige die 30 erscheint. Das bedeutet, daß wir zur Drehzahlmessung an anderen drehenden Teilen ebenfalls zwei helle Markierungen an-

Bild 127. Leiterplatte des Zähl-/Anzeigeteils (Drehzahlmesser):



a) Leiterseite,

b) Bestückungsplan

bringen müssen, die die dunklen Sektoren in etwa gleiche Abstände teilen. Verdunkeln wir den Fotowiderstand etwas, schwankt zunächst die Anzeige, um bei völliger Abdunklung auf 0 zu gehen. Erscheint bei völliger Abdunklung

des Fotowiderstandes eine 01 in der Anzeige, müssen wir den Schmitt-Trigger, wie beim Experimentieraufbau beschrieben, neu einstellen. Bei unerklärlichen Fehlanzeigen fügen wir auf der Leiterplatte des Anzeigeteils direkt an

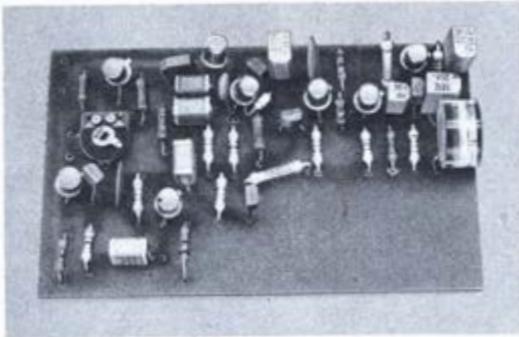


Bild 128. Musteraufbau des Impulsaufbereitungsteils (Drehzahlmesser)

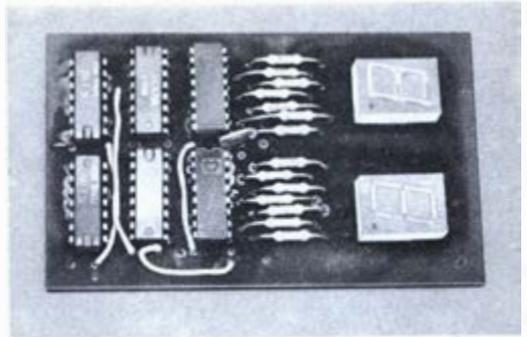


Bild 129. Musteraufbau des Zähl-/Anzeigeteils (Drehzahlmesser)

3. Digitales Messen

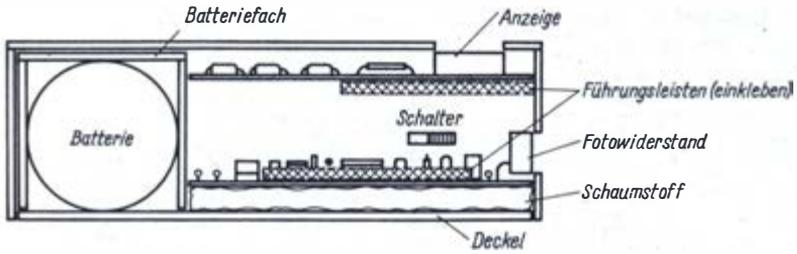


Bild 130. Einbau der Leiterplatte im Gehäuse

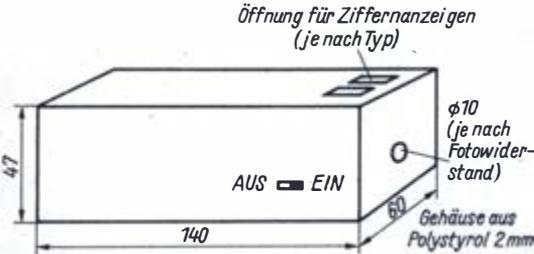


Bild 131. Gehäusekonstruktion des Drehzahlmessers

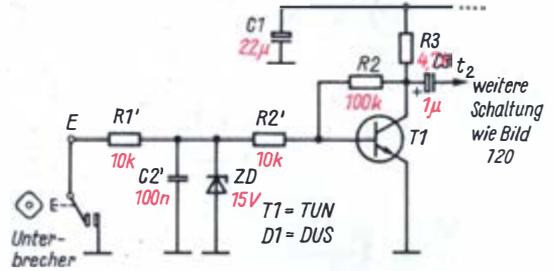


Bild 133. Impulseingang für Drehzahlmessungen im Kfz

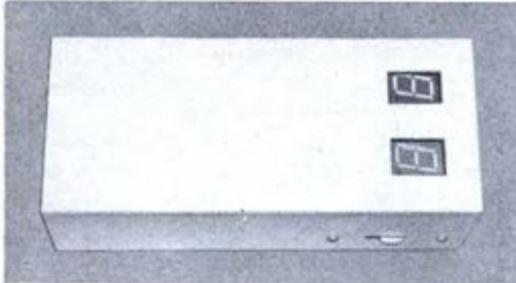


Bild 132. Musteraufbau des Drehzahlmessers: a) Oberseite,



b) Gehäuse geöffnet

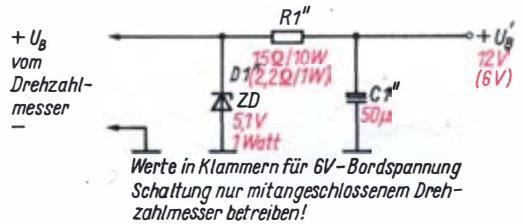


Bild 134. Stromversorgung für Drehzahlmessung im Kfz (Schaltung nur mit angeschlossenem Drehzahlmesser betreiben!)

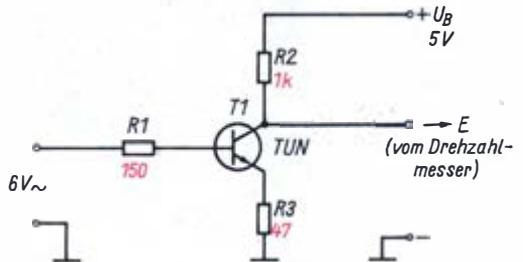


Bild 135. Hilfsschaltung zur Justierung des Drehzahlmessers für Kfz-Anwendung

den IS 3 keramische Abblockkondensatoren mit $C = 47 \text{ nF}$ ein.

Beide Funktionsgruppen sind auf zwei Leiterplatten aufgebaut, um eine gedrängte Konstruktion zu erhalten (Bild 128 und 129). Die Leiterplatten werden übereinanderliegend zusammen mit der Batterie in einem handlichen Gehäuse untergebracht (Bild 130). Auf der Oberseite befinden sich die beiden Fenster für die Ziffernanzeige, an der Stirnseite die Öffnung für den Fotowiderstand (Bild 131). Der Schalter ist an einer Seite angebracht. Für das Mustergerät wurde das Gehäuse aus 2 mm starkem Polystyrol angefertigt (Bild 132).

In der beschriebenen Form ist der Drehzahlmesser zur optoelektronischen Messung an mechanisch bewegten Teilen konstruiert. Mit geringfügigen Änderungen können wir ihn jedoch auch als Drehzahlmesser für das Kfz verwenden. Dazu passen wir die Eingangsschaltung den Bedingungen an (Bild 133). Die Eingangsschaltung begrenzt die Eingangsspannung mit der Z-Diode.

Die weitere Schaltung ab T_1 entspricht der von Bild 120. Zur Stromversorgung nutzen wir die Bordspannung des Kfz 6 V oder 12 V (Bild 134). Über Vorwiderstand R_1 wird die Spannung herabgesetzt und mit der Z-Diode auf 5,1 V stabilisiert. Platz zur Unterbringung der Bauelemente ist auf der Leiterplatte noch vorhanden. Zur Justierung des Kfz-Drehzahlmessers bauen wir eine kleine Hilfsschaltung auf der Experimentierplatte auf (Bild 135). Die Wechselfrequenz liefert das Netzteil (Bild 14). Die 50-Hz-Sinusspannung wird durch den Transistor in 50-Hz-Impulse umgewandelt. Mit diesen Impulsen stellen wir die Totzeit, entsprechend dem Motortyp und der Zylinderzahl, ein. Bei Einzylinder-Zweitakt, auch Trabant und Wartburg, da jeder Zylinder einen Unterbrecher hat, auf 30 und bei Vierzylinder-Viertakt auf 15. Die Anzeige darf nicht zwischen zwei Werten hin- und herspringen. Falls der Stellbereich am Torgenerator dazu nicht ausreicht, müssen wir die Basiswiderstände verkleinern.

4. Steuerungstechnik

Die Steuerungstechnik hat ihre eigene Sprache

Mit der *Steuerung* lernen wir bei den folgenden Experimenten eine uns neue Betrachtungsweise technischer Vorgänge kennen. Das wird sofort deutlich, wenn wir sehen, was unter Steuerung in der Technik verstanden wird: „Die Steuerung ist ein solcher Vorgang in einem abgegrenzten System, bei dem eine oder mehrere Größen als Eingangsgrößen andere Größen als Ausgangsgrößen aufgrund der dem abgegrenzten System eigenen Gesetzmäßigkeit beeinflussen. Charakteristisch für das Steuern ist, daß der Wirkungsweg der Steuerung nicht fortlaufend geschlossen ist. Der Wirkungsweg einer Steuerung wird Steuerkette genannt. Das Ausgangssignal heißt gesteuerte Größe.“ (TGL 14591)

Durchleuchten wir diese Definition für unsere weiteren Experimente, so wird folgendes deutlich: Die Steuerung stellt ein System dar. Dieses System hat Ein- und Ausgang und setzt sich aus *Gliedern* zusammen. Je nach der Betrachtungsweise unterscheiden wir *Übertragungsglieder* oder *Bauglieder*. Die Darstellung mit Übertragungsgliedern werden wir anwenden, wenn der *Signal-* und *Energiefluß* einer Steuerung veranschaulicht werden sollen. In einem solchen symbolischen Signalflußplan hat jedes Übertragungsglied aufgrund seiner *Übertragungsfunktion* eine charakteristische statische Kennlinie, die in ihrem Zusammenwirken das Gesamtverhalten einer Steuerung beschreibt. Stehen Eingangsgröße x_e und Ausgangsgröße x_a in einem linearen Zusammenhang, so bezeichnet man ein Übertragungsglied mit diesem Verhalten als *lineares Glied*. Es wird im Blockschaltbild als leeres Rechteck dargestellt (Bild 136). *Nichtlineare* Glieder werden als Fünfeck dargestellt. Für unsere **Anwendungen** sind das *Zweipunktglied*, das Glied mit *toter Zone*, das Glied mit *Sättigung* und das Glied mit *Hysterese* wichtig.

Beim Aufbau der Schaltung für unsere Experimente erfahren wir, wie diese Kennlinien realisiert werden und welche Bedeutung sie haben. Den technischen Aufbau einer Steuerung stellen wir mit Baugliedern in einer Zeichnung

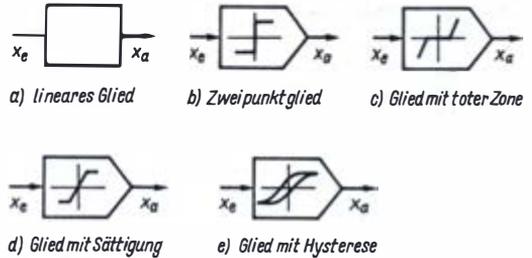


Bild 136. Blockdarstellung von Übertragungsgliedern

dar. Dabei kann durchaus ein Bauglied einem, zwei oder mehreren Übertragungsgliedern oder auch umgekehrt entsprechen. Ein einfaches Beispiel zeigt das. Die Aufgabe lautet: Es ist die Drehzahl eines Elektromotors zwischen Null und einem Maximum stufenlos zu steuern. Dazu wird als Steuergerät ein Drehzahlsteller benötigt, er bildet ein Bauglied (Bild 137). In diesem Bauglied sind als Übertra-

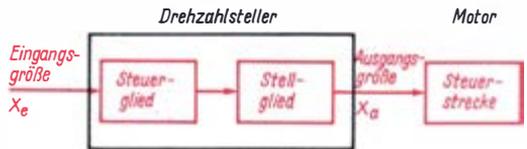


Bild 137. Drehzahlsteller als Steuerkette

gangsglieder das Steuerglied und das Stellglied enthalten. Das Steuerglied wandelt die Eingangsgröße x_e in ein elektrisches Signal, das dem Stellglied, einem Verstärker, zugeführt wird. Das Stellglied stellt über die Motorspannung die Motordrehzahl. Der Motor ist die Steuerstrecke. Steuer- und Stellglied können als Analog- oder Digitalschaltungen arbeiten. Es sind außerdem noch andere Übertragungsglieder möglich, z. B. Eingabeglieder, Verknüpfungsglieder, Stellantrieb u. a. Bei der Bezeichnung der verschiedenen Steuerungen können wir nach dem Ablauf unterscheiden:

1. Die *nichtselbsttätige* oder Handsteuerung, bei der der Mensch ständig die Aufgabe eines Gliedes im Wirkungsweg übernimmt.

2. Die *selbsttätige* Steuerung, bei der alle Vorgänge durch Geräte ausgeführt werden, selbst wenn der Mensch die Steuerung auslöst, sie danach aber automatisch weiterarbeitet. Bei der selbsttätigen Steuerung unterscheidet man:

– *Führungssteuerung*, wenn das Stellglied nach einer vorgegebenen Gesetzmäßigkeit in Abhängigkeit von einer gemessenen Führungsgröße betätigt wird.

– *Zeitplansteuerung*, wenn die Steuerung von einem Zeitplangeber, z. B. einer Schaltuhr, bestimmt wird. Der Zeitplangeber wird durch ein Signal gestartet.

– *Ablaufsteuerung*, wenn der Verlauf der Steuerung von einem gespeicherten Programm abhängt.

Steuerungen werden aber auch nach der gesteuerten Größe (Ausgangsgröße), z. B. Stromsteuerung, Beleuchtungssteuerung, Drehzahlsteuerung, Winkelsteuerung u. a., benannt. Bei der Erarbeitung der jeweiligen Lösungen für Steuerungsaufgaben unterscheiden wir wieder die beiden grundlegenden Funktionsarten analog und digital. Damit ist nicht gesagt, daß die gewählten Beispiele nur analog oder nur digital realisiert werden können. Vielmehr bestimmt das Abwägen der Vor- und Nachteile einer technischen Lösung – dazu gehören auch Aufwand und Preis – den Ausschlag für die jeweilige Lösung.

Der Thyristorsteller steuert die Leistung

Viele elektrische Geräte, wie LötKolben, Lichtquellen, Heizungen oder Elektromotoren, sind im allgemeinen nur für eine elektrische Nennleistung ausgelegt. Dadurch ist es sehr schwierig, beispielsweise die Drehzahl einer elektrischen Bohrmaschine zu verringern, die Helligkeit der Lichtwurflampe eines Projektors dem verwendeten Dia anzupassen oder die Arbeitstemperatur eines elektrischen LötKolbens zu verändern. Für diese Fälle benötigen wir eine Leistungssteuerung. Ganz einfach könnten wir diese Aufgabe bereits durch einen veränderbaren Vorwiderstand als *Stellglied* lösen, jedoch würden wir dabei einen beträchtlichen Teil der elektrischen Energie im Vorwiderstand nutzlos in Wärme umwandeln und damit verschwenden. Unser Ziel wird daher sein, ein Stellglied zu entwickeln, das keine so hohen Verluste verursacht. Zur verlustarmen Steuerung größerer elektrischer Leistungen, die dem Energienetz entnommen werden, eignen sich zwei spezielle Halbleiterbauelemente, der „Thyristor“ und dessen Weiterentwicklung, der „Triac“.

Der Aufbau eines Thyristors ähnelt dem eines Transistors (Bild 138). Im Gegensatz zu diesem besteht der Thyristor jedoch aus vier verschieden dotierten Gebieten eines Si-Einkristalls, wobei das innere n-leitende Gebiet relativ schwach dotiert wurde. Die äußeren n- und p-leitenden Schichten werden kon-

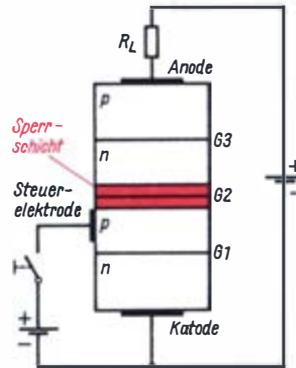


Bild 138. Aufbau eines Thyristors (schematisch)

taktiert und als Katode und Anode bezeichnet. Das innere p-leitende Gebiet ist das Gate oder die Steuerelektrode, während das innere n-Gebiet keine besondere Bezeichnung und keinen Anschluß erhält. An den Übergängen des Thyristors bilden sich, wie bei jedem pn-Übergang, durch Diffusion der Ladungsträger an den Grenzschichten elektrische Felder aus, die die Leitungsvorgänge des Bauelements bestimmen. Beim Anlegen einer Betriebsspannung mit der angegebenen Polung wird die Grenzschicht G_2 in Sperrichtung gepolt, so daß zwischen Katode und Anode nur ein sehr geringer Sperrstrom fließen kann. Die Grenzschicht G_2 zeigt infolge der besonderen Dotierung ein ähnliches Verhalten wie eine Z-Diode.

Sie verliert also bei Erhöhung der Spannung ihre Sperreigenschaft, weil infolge der wachsenden Feldstärke im Übergangsgebiet ursprünglich gebundene Ladungsträger frei werden.

Um die sich nun abspielenden Leitungsvorgänge zu verstehen, müssen wir zu einer Modellbetrachtung übergehen. Wir denken uns die unteren drei Halbleiterschichten des Thyristors durch einen npn-Transistor ersetzt (Bild 139). Die rot gezeichnete Z-Diode soll

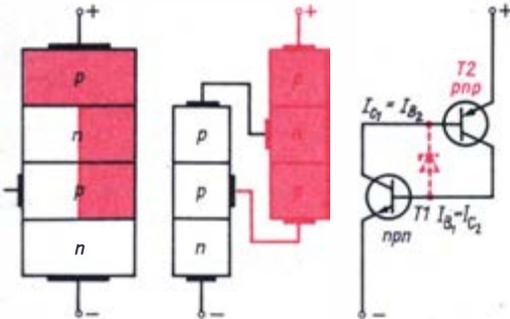


Bild 139. Einen Thyristor kann man sich aus zwei Transistoren zusammengesetzt denken

daran erinnern, daß die zweite Grenzschicht von einer bestimmten Spannung an leitend wird und dadurch ein Kollektorstrom I_{C1} fließen kann. Im nächsten Schritt denken wir uns die oberen drei Schichten durch einen pnp-Transistor T_2 ersetzt und jeweils den Kollektor des einen mit der Basis des anderen Transistors verbunden. Auf diese Weise hängen je ein n- und ein p-Gebiet beider Transistoren zusammen. Legen wir nun an diese Transistorersatzschaltung einer *Vierschichtanordnung* eine Spannung an, so fließt zunächst kein Strom, weil die Basis-Kollektor-Grenzschichten gesperrt sind. Wird jedoch die Durchbruchspannung der B-K-Übergänge der Transistoren, dargestellt durch die Z-Diode, erreicht, so beginnt ein Kollektorstrom I_{C1} zu fließen. Damit erhält der Transistor T_2 einen Basisstrom $I_{B2} = I_{C1}$, so daß auch T_2 leitend werden kann. Infolge der verstärkenden Wirkung von T_2 ist sein Kollektorstrom jedoch um den Stromverstärkungsfaktor β_2 größer. Es ist $I_{C2} = \beta_2 \cdot I_{C1}$. Da aber der Kollektor von T_2 mit der Basis von T_1 verbunden ist, erhält T_1 den Basisstrom $I_{B1} = I_{C2}$, wodurch der Kollektorstrom von T_1 weiter ansteigt. Die gegenseitige Kopplung

der beiden Transistoren führt also dazu, daß die Ströme *lawinenartig* zunehmen und die Schaltung schlagartig aus dem gesperrten in den leitenden Zustand versetzt wird, **sobald** die Durchbruchspannung einer Sperrschicht auch nur ein wenig überschritten wird. An diesen Überlegungen ändert sich auch nichts, wenn wir uns die benachbarten, gleichartigen p- und n-Gebiete unseres Ersatztransistors wieder vereinigt denken und damit zu unserer ursprünglichen Vierschichtanordnung zurückkehren.

Wir experimentieren mit dem Thyristormodell

Durch einige Experimente erwerben wir genauere Kenntnisse über die doch recht komplizierten Vorgänge in einem Thyristor.

1. Versuch:

Wir untersuchen zunächst, wie sich die erste npn-Anordnung verhält, wenn die Spannung an ihrer Sperrschicht größer als die Durchbruchspannung wird. Wir bilden dazu diesen Teil des Thyristors durch einen Transistor nach, zu dessen Basis-Kollektor-Übergang wir eine Z-Diode geringer Durchbruchspannung parallelschalten (Bild 140). Wir beobachten die Kol-

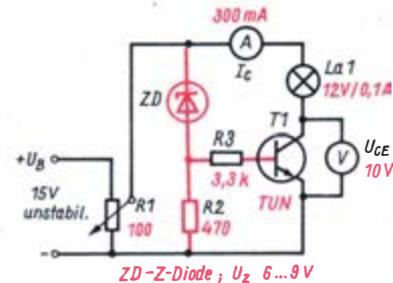


Bild 140. Modellversuch zum Verhalten eines Thyristors (Stromlaufplan)

lektor-Emitterspannung U_{CE} am Transistor, während wir die Betriebsspannung U_B allmählich steigern. Wir verwenden die unstabilierte Spannung unseres Netzgerätes, die wir mit Hilfe der Potentiometer verändern. Als Lastwiderstand dient eine Glühlampe 12 V/0,1 A: Die Meßwerte tragen wir in ein Diagramm ein (Bild 141). Solange U_B unterhalb der Durchbruchspannung U_Z der Diode bleibt, ist der

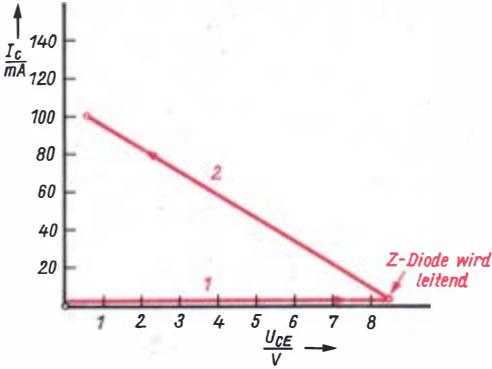


Bild 141. Kennlinie der Versuchsschaltung von Bild 140

Transistor gesperrt. Es fällt daher die gesamte Betriebsspannung am Transistor ab (Abschnitt 1 der Kennlinie). Wird die Durchbruchspannung der Z-Diode überschritten, so steigt der Diodenstrom steil an. Dadurch wächst der Basisstrom des Transistors, wodurch er seine Sperreigenschaft verliert und in den leitenden Zustand übergeht. Die Spannung U_{CE} nimmt einen sehr geringen Wert an, so daß am Lastwiderstand fast die gesamte Betriebsspannung abfällt (Abschnitt 2 der Kennlinie). Bei Verringerung der Betriebsspannung laufen die Vorgänge in umgekehrter Richtung ab. Wäh-

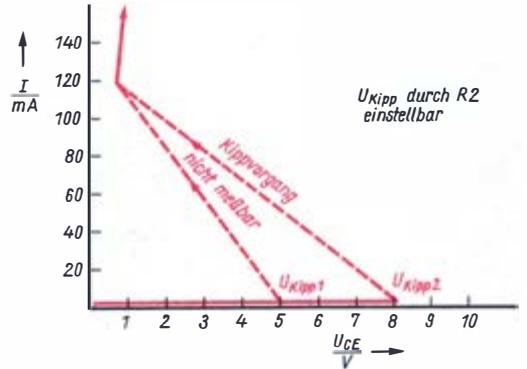


Bild 143. Kennlinie der Versuchsschaltung von Bild 142

und daher hier nicht veränderlich. Vor allem aber fehlt unserer einfachen Thyristornachbildung eine wesentliche Eigenschaft: Der Übergang vom gesperrten in den leitenden Zustand erfolgt nicht schlagartig, weil die lawinenartige Zunahme des Stromes durch die gegenseitige Stromverstärkung fehlt.

2. Versuch:

Entsprechend unserer Überlegung bilden wir ein Thyristormodell durch Vereinigung zweier komplementärer Transistoren (Bild 142). Diesmal können wir einen sprunghaften Übergang aus dem gesperrten in den leitenden Zustand

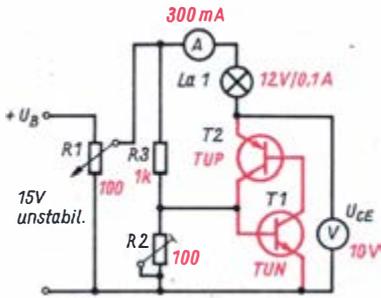


Bild 142. Thyristorersatzschaltung aus zwei komplementären Transistoren (Stromlaufplan)

rend bei unserer Modellschaltung eine zusätzliche Z-Diode die zum Übergang aus dem gesperrten in den leitenden Zustand erforderlichen Ladungsträger liefert, werden bei einem Thyristor diese Ladungsträger durch den Durchbruch eines p-n-Überganges im Bauelement selbst erzeugt. Die Höhe der *Kippspannung* ist bei dem Modellthyristor durch die Durchbruchspannung der Z-Diode bestimmt

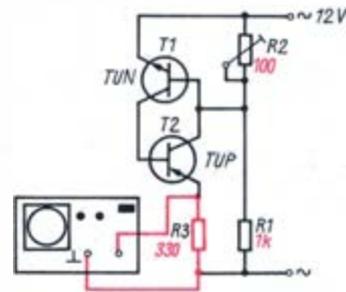


Bild 144. Oszillografische Darstellung des Kippvorgangs der Thyristorersatzschaltung (Stromlaufplan)

feststellen, wenn wir die Betriebsspannung erhöhen (Bild 143). Die Höhe der Kippspannung läßt sich mit dem Spannungsteilerwiderstand R_2 durch Veränderung der Basisvorspannung in einem großen Bereich einstellen. Der Kippvorgang erfolgt in einer außerordentlich kurzen Zeit. Um diesen Vorgang zu beobachten, müssen wir die veränderbare Gleichspannung durch eine periodische Spannung ersetzen.

3. Versuch:

Am Arbeitswiderstand R_3 entsteht nur ein Spannungsabfall, wenn die Schaltung leitend ist. Dieser kann am Oszillografen sichtbar gemacht werden (Bild 144). Der zeitliche Verlauf des Kippvorgangs läßt die sehr steilen Stromanstiege erkennen, die hier als Senkrechte erscheinen (Bild 145). Zünden und Löschen erfolgen nichtbeidengleichen Spannungswerten.

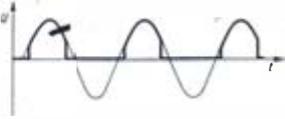


Bild 145. Verlauf des Kippvorgangs der Thyristorersatzschaltung

Daher ist der Stromimpuls unsymmetrisch bezüglich des Scheitelwertes der Spannung. Durch Veränderung der Basisvorspannung läßt sich die Dauer des Stromimpulses verändern.

Vom Modell zum Thyristor

Nachdem wir das Verhalten einer Vierschichtanordnung untersucht und durch die Wirkung von zwei komplementären Transistoren modellmäßig erklärt haben, wollen wir uns nun mit dem Bauelement Thyristor beschäftigen. Thyristoren werden in verschiedenen Bauformen, Leistungs- und Spannungsklassen hergestellt (Bild 146). Bei der Auswahl der Lei-

stungsklassen wird es wohl kaum Schwierigkeiten geben, da selbst mit den Kleinleistungsthyristoren vom Typ ST 103 bis zu 3 A gesteuert werden kann, was in fast allen Fällen ausreichen wird. Die Spannungsklassen richten sich nach den Spitzenwerten der Betriebsspannung. Bei direktem Netzanschluß muß daher mindestens auf die Spannungsklasse 4 (Periodische Spitzenspannung $U_{RRM} = 400 \text{ V}$) zurückgegriffen werden.

4. Versuch:

Die Versuche mit Thyristoren führen wir aus Sicherheitsgründen mit niedriger Wechselspannung durch. Dazu benötigen wir einen Transformator, der eine Wechselspannung von etwa 12 V liefert, und eine Glühlampe 12 V/5 W als Lastwiderstand. Wir untersuchen, bei welchem Zündstrom I_{GT} der Thyristor sicher in den

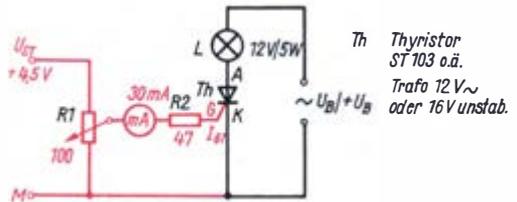


Bild 147. Experimentierschaltung zur Bestimmung des Zündstromes eines Thyristors (Stromlaufplan)

leitenden Zustand kippt. Die Meßschaltung ist im Bild 147 dargestellt. Wir erhöhen mit Hilfe des Potentiometers R_1 den Steuerstrom, der von einer Flachbatterie oder dem Netzgerät geliefert wird, bis die Lampe aufleuchtet, und

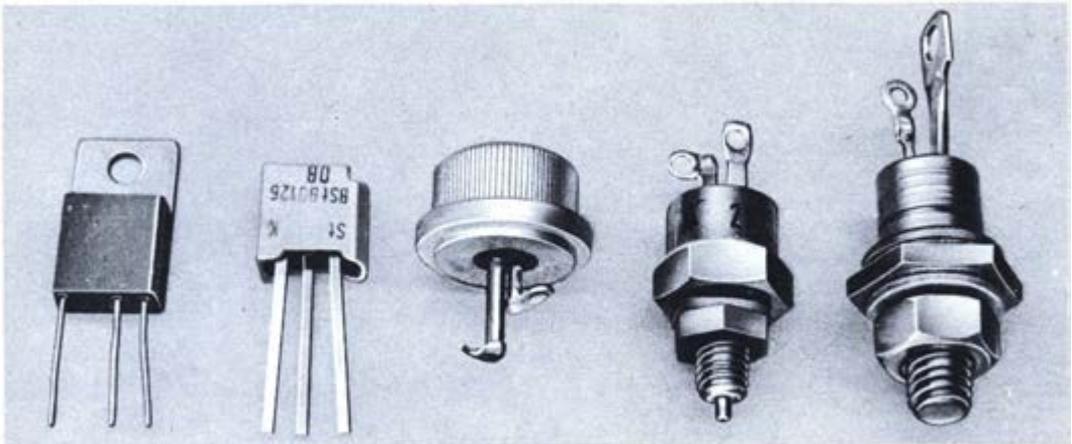


Bild 146. Bauformen von Thyristoren

messen den dazu erforderlichen Mindestwert des Zündstromes I_{GT} mehrmals. Bei allen weiteren Anwendungen des Thyristors müssen wir stets sichern, daß dieser Zündstrom erreicht wird. Wenn wir diesen Versuch wiederholen, nachdem wir den Transformator durch die unstabilierte Gleichspannungsquelle ersetzt haben, werden wir feststellen, daß sich der Thyristor zwar auch bei etwa dem gleichen Steuerstrom I_{GT} zünden läßt, wir können ihn jedoch durch die Steuerelektrode nicht mehr löschen. Sogar bei Unterbrechung des Steuerstromkreises bleibt der Thyristor im leitenden Zustand. Erst wenn die Betriebsspannung so weit verringert ist, daß der Durchlaßstrom kleiner wird als der sogenannte *Haltestrom* I_H , schaltet der Thyristor in den sperrenden Zustand zurück. Bei Verwendung von Wechselspannung oder pulsierender, ungeglätteter Gleichspannung löscht der Thyristor bei jedem Nulldurchgang der Betriebsspannung. Durch Änderung des Steuerstromes ist zwar eine Verschiebung des Zündpunktes des Thyristors möglich, jedoch ist der *Steuerbereich* recht gering. Bei großen Werten des Steuerstromes zündet der Thyristor bereits bei geringer Betriebswechselspannung. Bei Verringerung von I_{GT} läßt sich der Zündzeitpunkt nur bis zum Scheitelwert der Betriebsspannung, also bis zu einer viertel Periode bzw. 90° verschieben. Aus diesem Grunde wird die Gleichstromsteuerung selten angewendet. Verwendet man zur Steuerung des Thyristors eine Wechselspannung, so läßt sich der Zündzeitpunkt beliebig einstellen, wenn die Steuerspannung in bezug auf die Betriebswechselspannung zeitlich verschoben wird. Von dieser Eigenschaft des Thyristors machen wir Gebrauch, um die Leistung in einem Wechselstromkreis zu steuern.

Wir lernen die Phasenanschnittsteuerung kennen

Die Zündung des Thyristors durch zeitlich verschiebbare Steuerimpulse wird *Phasenanschnittsteuerung* genannt. In Bild 148 ist dargestellt, wie sich der Zündzeitpunkt des Thyristors durch zeitliche Verschiebung der Steuerspannung gegenüber der Betriebsspannung innerhalb einer halben Periode verlagern läßt. Liegen die Steuersignale bereits zu Beginn jeder Periode der Betriebswechselspannung an,

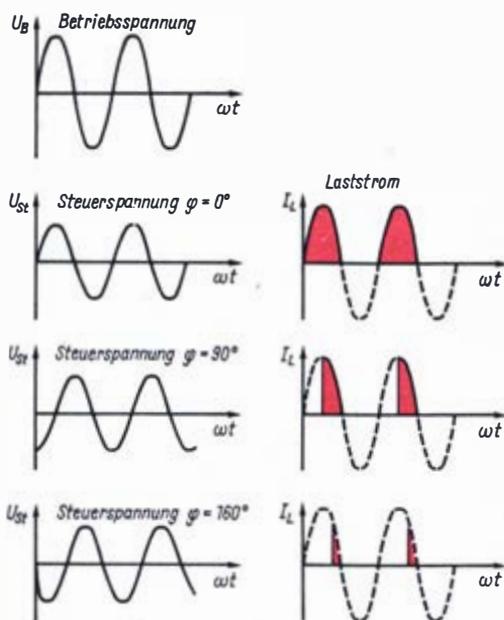
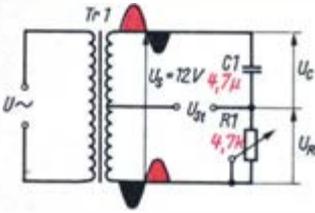


Bild 148. Wirkungsweise der Phasenanschnittsteuerung

so ist der Thyristor annähernd während der vollen positiven Halperiode leitend, und der Lastwiderstand nimmt maximale Leistung auf. Je später das positive Steuersignal während der Halperiode wirksam wird, um so geringer ist die *Stromflußzeit* des Thyristors. Bei einer zeitlichen Verschiebung von einer Halperiode oder 180° zwischen Steuersignal und Betriebswechselspannung bleibt der Thyristor stets gesperrt; in diesem Fall wird keine Leistung aufgenommen. Mit dieser Phasenanschnittsteuerung läßt sich folglich die Leistung von einem Maximalwert bis zum Wert Null einstellen.

Als nächstes werden wir daher eine Schaltung entwickeln, mit der die Zündimpulse zeitlich verschoben werden können. Eine Schaltung zur Lösung dieser Aufgabe ist die *Phasendrehbrücke*, auch *Hausrath-Brücke* genannt. Sie besteht aus Transformator mit Mittelabgriff und einer Reihenschaltung von Kondensator und Widerstand (Bild 149). Das Verhalten dieser Schaltung untersuchen wir in einem Experiment. Der Kondensator ist ungepolt, am besten eignet sich ein Papier- oder Kunstfolientyp mit der Kapazität von mindestens $C = 4,7 \mu\text{F}$. Als Widerstand verwenden wir ein Potentiometer mit $R = 4,7 \text{k}\Omega$. Für verschiedene Widerstandswerte messen wir die Teil-



Tr 1 Kleintransformator 220V/12V-Mittelanzapfung

Bild 149. Phasendrehbrücke zur Phasenanschnittsteuerung

Meßtabelle Phasendrehbrücke

	U_C in V	U_R in V	$U_C + U_R$ in V	$U_{\text{sek}} = U_{\text{ges}}$ in V
1	2,1	11,8	13,9	12,0
2	6,4	10,2	16,6	12,0
3	10,4	6,0	16,4	12,0
4	11,5	3,3	14,8	12,0
5	11,6	1	12,6	12,0
6	12	0	12	12,0

spannung an Kondensator und Widerstand. Wir vergleichen sie mit der konstanten Gesamtspannung. Die Meßwerte werden in einer Meßtabelle eingetragen. Dabei zeigt sich, daß die Summe der Teilspannungen stets größer als die Gesamtspannung ist. Nur wenn $R = 0$ und damit $U_R = 0$ ist, gilt $U_C + U_R = U_0 = U_{\text{sek}}$. Ursache für dieses abweichende Verhalten im Wechselstromkreis ist die Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung am Kondensator. Legen wir an einen Kondensator eine Wechselspannung an, eilt der (Lade-) Strom der angelegten Spannung um 90° oder eine viertel Periode voraus. Das entspricht einer Phasenverschiebung φ zwischen Strom I und Spannung U von $\varphi = 90^\circ$. Am ohmschen Widerstand tritt dagegen keine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung auf. Diesen wichtigen Sachverhalt müssen wir berücksichtigen, wenn wir die Spannungsabfälle an Kondensator und ohmschem Widerstand addieren.

Um die Phasenverhältnisse an elektronischen Bauelementen wie Kondensatoren, Spule und Widerstand mathematisch zu erfassen, stellt man die Größen Strom und Spannung als Zeiger dar. Der Winkel, den sie zueinander bilden, ist die Phasenverschiebung φ und die Zeigerlänge ihr Betrag. Welche Vorteile diese Darstellung bietet, überprüfen wir

an einem Beispiel. Es werden die Meßwerte $U_R = 6\text{ V}$ und $U_C = 10,4\text{ V}$ herausgegriffen und grafisch dargestellt (Bild 150). Da es in der Reihenschaltung nur einen Strom I gibt, ist $I = I_C = I_R$, also I_C mit I_R phasengleich. Demzufolge muß U_C I_C bzw. U_R um $\varphi = 90^\circ$ nacheilen. Die Darstellung von Bild 150 bezeichnet man als *Zeigerdiagramm*. Den Wert der Gesamtspannung U_{ges} ermitteln wir durch Ausmessen der Zeigerlänge oder nach dem Satz des Pythagoras zu $U_{\text{ges}} = \sqrt{U_C^2 + U_R^2}$. Die Kontrolle an der Skizze ergibt in Übereinstimmung mit der Messung $U_{\text{ges}} = 12\text{ V}$. Damit können wir auch die Spannungsabfälle an der Phasendrehbrücke als Zeigerdiagramm darstellen. Wir beachten, daß sich zwar die Teilspannungen U_C und U_R ändern können, daß jedoch ihre Summe stets konstant und gleich der Sekundärspannung des Transformators ist. Der *Phasenwinkel* φ zwischen den beiden Teilspannungen beträgt stets $\varphi = 90^\circ$.

Von dieser Überlegung ausgehend, entwickeln wir das Zeigerdiagramm für die Phasendrehbrücke. Über den Zeiger der Gesamt- oder Sekundärspannung $U_{\text{sek}} = U_{\text{ges}}$ zeichnen wir die Zeiger der Teilspannungen U_C und U_R als rechtwinklige Dreiecke mit unterschiedlichen Längenverhältnissen der Katheten (Bild 151). Nach dem „Satz des Thales“ können alle recht-

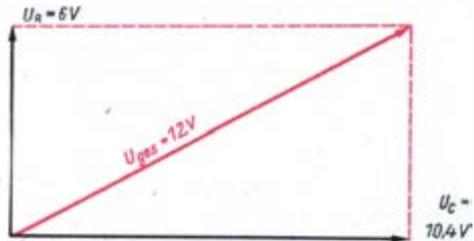


Bild 150. Wechselspannungen werden als Zeiger dargestellt und addiert

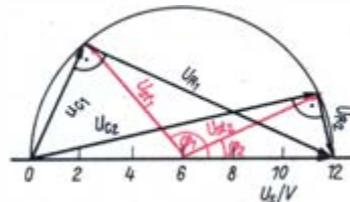


Bild 151. Zeigerdiagramm für die Phasendrehbrücke

winkligen Dreiecke mit der gleichen Hypotenuse c von einem Halbkreis mit dem Durchmesser $d = c = U_{\text{sek}}$ umfaßt werden. Für die weiteren Experimente interessiert uns, welche Spannungen zwischen Mittelabgriff des Transformators und Verbindungspunkt von Kondensator und Widerstand abgegriffen werden können. Im Diagramm sind diese Spannungen U_{St} durch die Zeiger dargestellt, die vom Mittelpunkt des Halbkreises zu den Schnittpunkten der Spannungszeiger U_C und U_R verlaufen. Wir erkennen, daß der Phasenwinkel dieser Spannung U_{St} sich durch Veränderung des ohmschen Widerstandes im Bereich von 0° bis 180° verstellen läßt. Wird beispielsweise der ohmsche Widerstand sehr groß, dann wächst U_R auf Kosten von U_C , und der Phasenwinkel nähert sich dem Wert von 180° . Damit ist die aus Bild 148 abgeleitete Forderung erfüllbar. Legen wir die Spannung U_{St} an die Steuerelektrode des Thyristors, so kann damit sein Zündzeitpunkt innerhalb einer Halbperiode durch Veränderung des Widerstandes beliebig verstellt werden.

Diesen wichtigen Vorgang der Phasenschnittsteuerung untersuchen wir in einem Experiment mit niedriger Spannung. Am fertigen Gerät werden wir, da es mit Netzspannung betrieben werden soll, solche Experimente nicht durchführen. Für das Experiment benötigen wir einen Transformator, der zwei gleiche Sekundärspannungen von etwa 6 V abgibt. Die beiden Teilwicklungen schalten wir so in Reihe, daß sich die **Teilspannungen** addieren. Da der Transformator nur die geringe Steuerleistung aufbringen muß, genügt bereits der kleinste Typ, den wir besorgen können. Der Strom, der durch Kondensator und Widerstand der Brückenschaltung fließt, muß natürlich zur Zündung des Thyristors ausreichen. Das erreichen wir durch hohe Kapazitätswerte. Es lassen sich notfalls auch Elektrolytkondensatoren verwenden, wenn wir zwei Stück mit entgegengesetzter Polung in Reihe schalten. Die Gesamtkapazität verringert sich bei Reihenschaltung nach

$$\frac{1}{C_{\text{ges}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

auf die Hälfte. Für den Kleinleistungsthyristor ST 103 wird der Zündstrom mit $I_{\text{GT}} = 20 \text{ mA}$ angegeben. Der Wechselstromwiderstand des Kondensators darf daher nicht größer als

$$X_C = \frac{U_{\text{St}}}{I_{\text{GT}}} = \frac{6 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 300 \Omega \text{ sein. Mit } C_{\text{ges}} = 20 \mu\text{F} \text{ ist diese Bedingung erfüllt, denn der Wechselstromwiderstand beträgt bei } 50 \text{ Hz:}$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f \cdot C} = 159 \Omega.$$

Wir verwenden daher zwei Kondensatoren von je $C = 47 \mu\text{F}$. Um auch große Phasenwinkel einstellen zu können, muß der ohmsche Widerstand größer als der Wechselstromwiderstand des Kondensators sein, daher wird $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$ (Bild 152). Der Widerstand R_2 verrin-

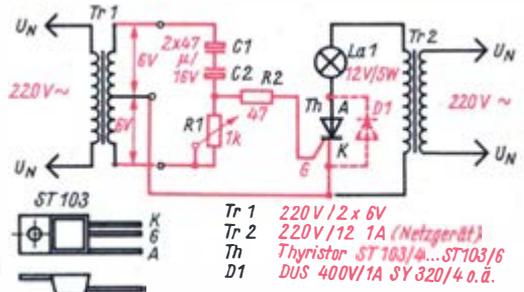
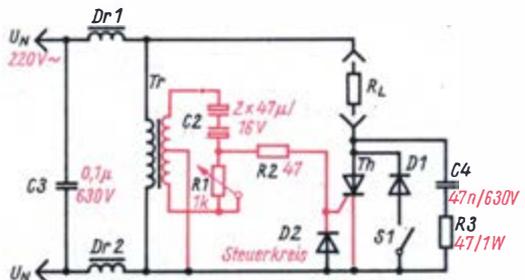


Bild 152. Experiment zur Phasenschnittsteuerung

gert die Belastung der Brückenschaltung durch die Steuerstrecke des Thyristors. Bei abweichenden Werten des Zündstromes kann R_2 variiert werden. Als Lastwiderstand verwenden wir eine Glühlampe 12 V/5 W. Als Betriebsspannung für die aus Thyristor und Glühlampe bestehende Steuerstrecke benötigen wir einen zweiten Transformator bzw. die Wechselspannung von unserem Netzgerät. Die Helligkeit der Glühlampe muß sich stetig verändern, wenn das Potentiometer R_1 der Phasendrehbrücke verstellt wird. Wenn gar kein Laststrom nachweisbar ist und bei einer nochmaligen Kontrolle der Schaltung kein Fehler gefunden wird, tauschen wir die Anschlüsse der Brückenschaltung an der Sekundärwicklung des Transformators um. Es ist durchaus möglich, daß Steuer- und Betriebswechselspannung gerade entgegengesetzte Phasenlage aufweisen, wodurch natürlich die Zündbedingung nie erfüllt sein kann. Wenn die Steuerschaltung im Versuchsaufbau zufriedenstellend arbeitet, ist damit zu rechnen, daß dies auch beim fertigen Gerät mit höherer Spannung geschieht. Im Experiment werden wir feststellen, daß die Glüh-

lampe sich nicht bis zur vollen Helligkeit steuern läßt. Das hat folgenden Grund: Da der Thyristor nur während der positiven Halbperiode leitend wird, erreicht die vom Lastwiderstand aufgenommene Leistung maximal die Hälfte des bei der verwendeten Wechselspannung möglichen Nennwertes. Diesen Mangel können wir mit einer dem Thyristor parallel zuschaltbaren Diode beheben, durch die der Stromfluß auch in der negativen Halbperiode ausgenutzt und somit die volle Nennleistung erzielt werden kann. Der Aussteuerbereich dieser einfachen Schaltung, der ohne Diode zwischen 0 und 50% liegt, verlagert sich bei Parallelschaltung der Diode auf Leistungswerte von etwa 50% bis 100%. Allerdings richtet sich der Maximalwert des Laststromes nun auch nach dem Grenzwert des Durchlaßstromes der Diode. Außerdem muß die Spitzenspannung der Diode mindestens gleich dem Scheitelwert der Netzwechselspannung sein. Damit haben wir alle Vorarbeiten für die Phasenschnittsteuerung abgeschlossen und beginnen mit dem praktischen Aufbau eines für Netzbetrieb einsetzbaren Thyristorstellers.



Th Thyristor ST 103/4 o.ä. Tr Trafo 220V/2x6V (s.Text)
 D1 DUS 400V/1A (SY 320/4) Dr1/2 Drosseln (s. Bild 182)
 D2 DUS beliebig (SAY 12...20 o.ä.) S1 einpoliger Schalter

Bild 153. Thyristorsteller (Stromlaufplan)

Der Thyristorsteller wird aufgebaut

Der vollständige Stromlaufplan des Thyristorstellers unterscheidet sich kaum von unserer Experimentierschaltung (Bild 153). Das dem Thyristor parallel geschaltete RC-Glied R_3/C_4 schützt diesen vor Überspannungsspitzen, die der Netzspannung überlagert sein können oder beim Steuern von Lastwiderständen mit induktivem Verhalten entstehen. Dazu muß der Kondensator eine hohe Spannungsfestigkeit besitzen ($U = 630\text{ V}$). Durch die steilen Stromänderungen beim Ein- und Ausschalten des Thyristors entstehen Hochfrequenzstörungen, die bis in den UKW-Bereich reichen. Die Ausbreitung der Störimpulse über die Netzleitung verhindern wir durch eine Hochfrequenzsiebsschaltung. Die dazu erforderlichen UKW-Drosseln können wir selbst herstellen, indem auf HF-Ferritschalenkerne oder andere Ferritkerne etwa 20 Windungen isolierten Kupferdrahtes aufgewickelt werden (Bild 154). Der Drahtquerschnitt sollte nicht kleiner als 1 mm^2 sein, da die Drosseln vom Laststrom durchflossen werden. Auch der Entstörkondensator muß unbedingt eine ausreichende Span-

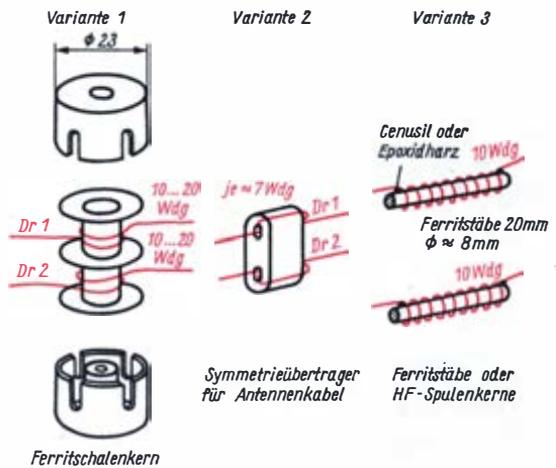
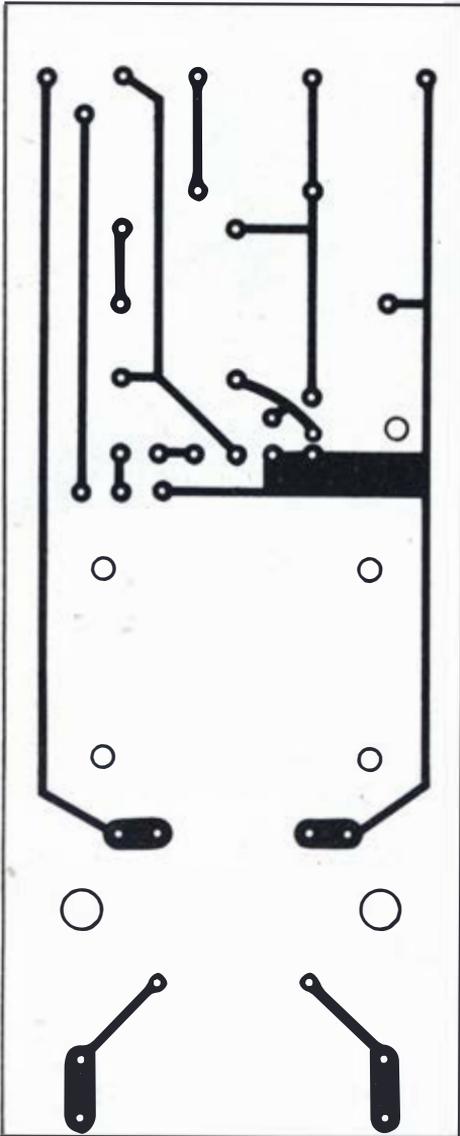


Bild 154. Varianten von Entstördrosseln

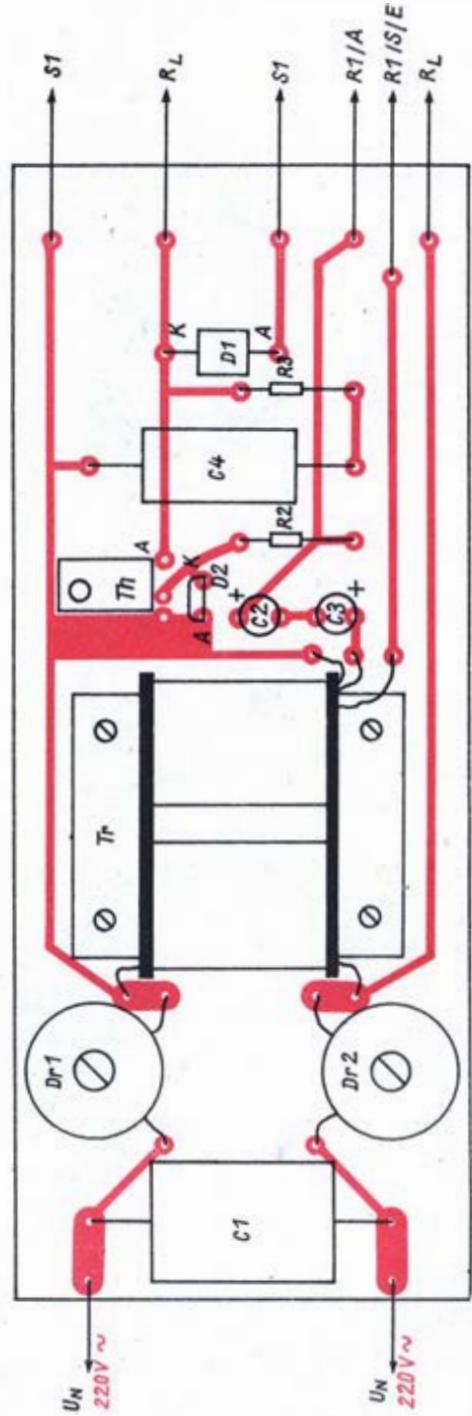
nungsfestigkeit aufweisen. Die Entstörschaltung montieren wir unmittelbar am Netzeingang. Die zu steuernde Last wird über eine Netzkupplung mit der Thyristorschaltung verbunden.

Bei der Herstellung der Leiterplatte achten wir darauf, daß die im Laststromkreis liegenden Leiterbahnen wegen der hohen Strombelastung mindestens 2 mm breit werden (Bild 155). Ihr Abstand zu benachbarten Leiterbahnen sollte außerdem wegen der hohen Spannungen größer als 3 mm sein. Alle Bedienelemente werden berührungssicher isoliert. Sie sind auf einem Stück Leiterplattenmaterial von $60\text{ mm} \times 40\text{ mm}$ montiert, das dann an der Schmalseite der Leiterplatte angelötet wird (Bild 156). Da alle Bauelemente des Thyristorstellers auf Netzpotential liegen, ist die

Bild 155. Leiterplatte des Thyristorstellers:



a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

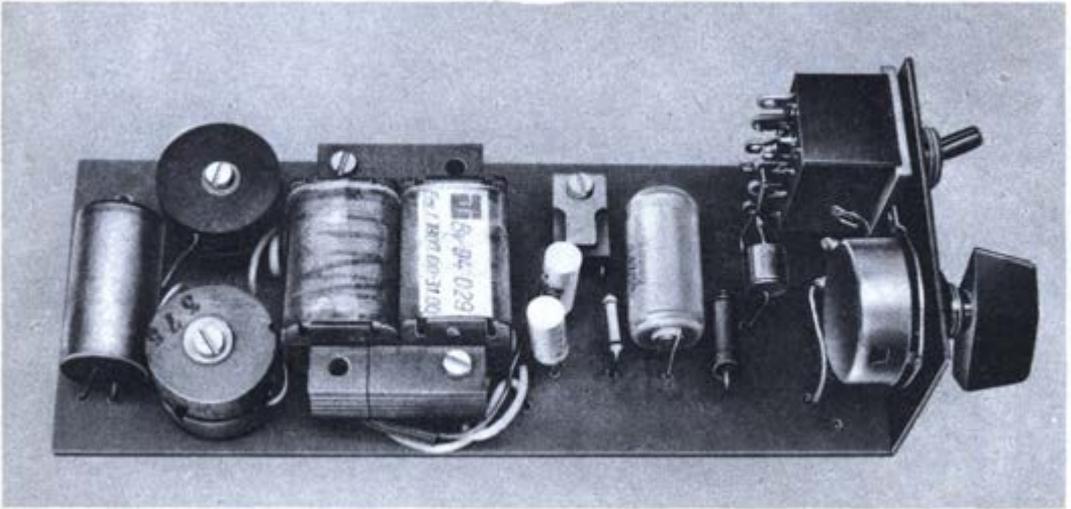


Bild 156. Musteraufbau des Thyristorstellers

vollständige Isolierung durch ein Kunststoffgehäuse unbedingt erforderlich! Nach gründlicher Kontrolle der Schaltung schließen wir eine Glühlampe 220 V/60 W an und überprüfen die Funktion der Steuerschaltung. Läßt sich die Helligkeit der Lampe nicht in der erwarteten Weise steuern, überprüfen wir den Steuerteil wie im Experiment mit Niederspannung und suchen den Fehler.

Einige Anwendungsmöglichkeiten des Thyristorstellers haben wir schon genannt. Mit ihm können Leistungen bis 500 W gesteuert werden. Bei höheren Leistungen muß für ausreichende Wärmeabfuhr durch Belüftungslöcher und ein Kühlblech für den Thyristor gesorgt werden. Es dürfen jedoch keine Geräte

betrieben werden, in denen sich ein Transformator befindet, weil der Thyristor einen Gleichstrom mit steilen Einschaltflanken liefert. Diese würden unweigerlich zur Störung oder Zerstörung des Gerätes führen. Bei unseren Experimenten und Schaltungsaufbauten wird der Thyristorsteller zur Optimierung der LötKolbentemperatur wertvolle Dienste leisten.

Es soll nicht unerwähnt bleiben, daß es außer der hier **besprochenen** Phasendrehbrücke noch andere Möglichkeiten gibt, die für die Phasenanschnittsteuerung erforderliche Zeitverzögerung der Steuerimpulse auch ohne Steuertransformator zu erreichen. Zur Zündung des Thyristors können z. B. Glimmlampen verwendet werden (Bild 157a). Es gibt je-

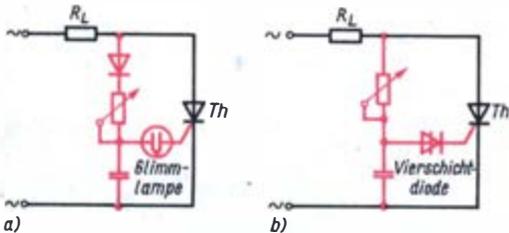
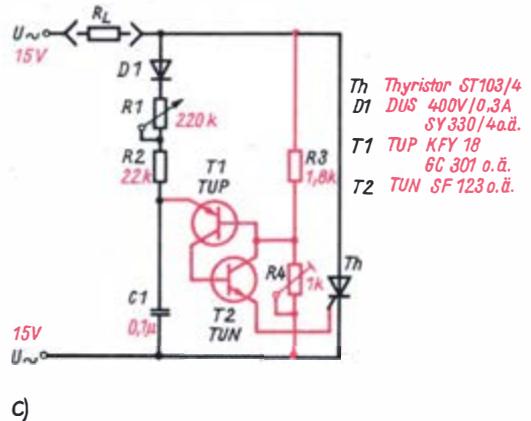


Bild 157. Andere Möglichkeiten für die Ansteuerung von Thyristoren:
a) mit Glimmlampen,
b) mit Vierschichtdioden,
c) mit Vierschichtdioden-Ersatzschaltung aus pnp- und npn-Transistor



doch nur wenige Typen, die ohne Überschreitung der zulässigen technischen Grenzwerte den erforderlichen Zündstrom von $I_{GT} = 20 \text{ mA}$ liefern können. Außerdem liegt die Zündspannung aller Glimmlampen über 70 V , so daß wir aus Sicherheitsgründen auf Experimente verzichten. Auch für einen Thyristorsteller mit einer Vierschichtdiode als Zündelement, wie er in Bild 157b dargestellt ist, werden nur wenige Bauelemente benötigt.

Der Triac hat einen größeren Steuerbereich

In den Experimenten mit dem Thyristor stellte sich als Nachteil heraus, daß nur etwa 50% der Leistung gesteuert werden können. Auch die Parallelschaltung einer Diode stellte keine ideale Lösung des Problems dar, weil damit der Steuerbereich nur verschoben und der maximale Laststrom nun auch durch die Grenzwerte der Diode bestimmt wird. Um den vollen Leistungsbereich zu steuern, wären zwei Thyristoren erforderlich, die, entgegengesetzt geschaltet, in jeweils einer Halbperiode gezündet werden. Für jeden Thyristor müßte eine Zündschaltung die erforderlichen Steuerimpulse erzeugen (Bild 158). Der Bauelemente-

Eine ähnliche lawinenartige Durchbrucherscheinung wie bei einer Glimmlampe stellten wir bei den Experimenten mit der Thyristorersatzschaltung aus zwei Transistoren fest. Diese Zündschaltung werden wir bei den Experimenten mit dem Triacsteller näher untersuchen. Daher genügt hier die Angabe des Stromlaufplanes einer Phasenanschnittsteuerung mit zwei komplementären Transistoren als Vierschichtnachbildung (Bild 157c).

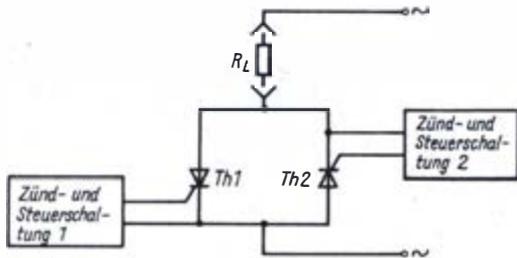


Bild 158. Prinzip der Vollwegsteuerung mit zwei Thyristoren

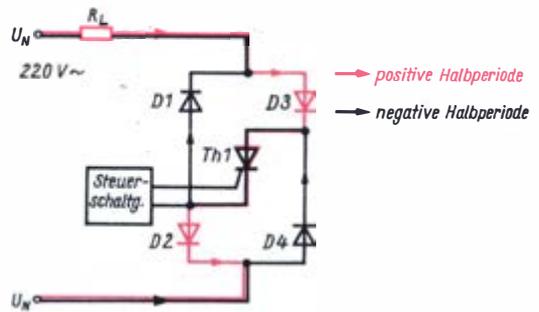


Bild 159. Prinzip der Vollwegsteuerung mit Graetz-Gleichrichter-Brückenschaltung

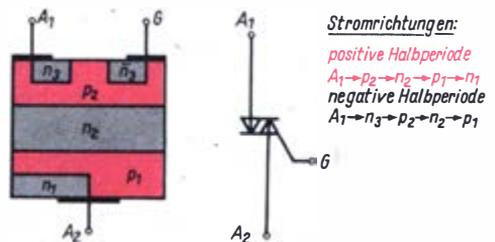


Bild 160. Schematische Darstellung des Aufbaus eines Triacs, Schaltsymbol

aufwand für diese Form der *Vollwegsteuerung* ist sehr hoch, so daß wir nach anderen Lösungen suchen.

Eine andere Variante der *Vollwegsteuerung* soll hier erwähnt werden. Dabei wird die Wechselspannung durch eine *Doppelweg-Gleichrichtung* in pulsierende Gleichspannung umgewandelt (Bild 159). Die obere Grenze der steuerbaren Leistung begrenzt der maximale Durchlaßstrom der Dioden ($D_1 \dots D_4$). Noch einfacher und leistungsfähiger läßt sich die *Vollwegsteuerung* mit *Triacs* aufbauen. Wir können dieses Halbleiterbauelement als Vereini-

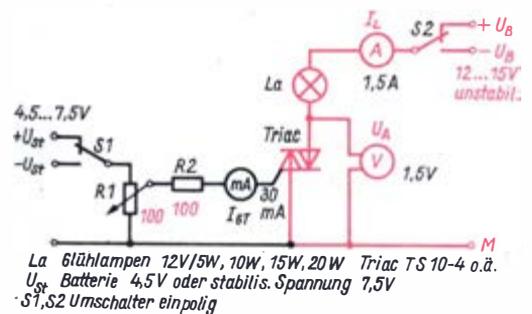


Bild 161. Experiment zum Zündverhalten eines Triacs

gung zweier antiparallel geschalteter Thyristoren mit einer gemeinsamen Steuerelektrode auffassen. Innerer Aufbau und Schaltzeichen sind in Bild 160 dargestellt. Die im Triac ablaufenden Leitungsvorgänge sind mit denen im Thyristor vergleichbar. Da jeweils Anode und Katode zusammengefaßt sind, bezeichnet man diese Anschlüsse nur noch als Anschluß A 1 und A 2, in manchen Büchern auch als Hauptanschluß H 1 und H 2. Polaritätsangaben beziehen sich stets auf den Anschluß A 1. Das Schaltverhalten des Triac untersuchen wir wieder in einem Experiment (Bild 161) und gewinnen daraus die Kennlinien.

Im Versuch werden wir den Zündstrom bei beiden Polungen der Betriebsspannung bestimmen, weil dieser Wert bei der Dimensionierung der Schaltung zu berücksichtigen ist. Dazu betreiben wir den Triac mit umpolbarer Gleichspannung von etwa 15 V und verwenden als Lastwiderstand Glühlampen 12 V/5 W. Für die Erzeugung der Zündspannung benötigen wir eine zweite Gleichspannungsquelle. Es eignet sich eine Flachbatterie 3 R 12 oder die stabilisierte Spannung des Netzgerätes. Mit dem Potentiometer R_1 erhöhen wir die positive Zündspannung bis zum Zündeinsatz und notieren den Wert für den Zündstrom I_{GT} . Wir wiederholen den Versuch mit umgekehrter Polarität der Betriebsspannungsquelle. Dabei stellen wir fest, daß sich der Triac zwar bei beiden Polaritäten der Betriebsspannung zünden läßt, die Werte für den Zündstrom unterscheiden sich jedoch erheblich voneinander. Zum Vergleich überprüfen wir nun das Zündverhalten des Triac bei entgegengesetzter, also negativer Polung der Zündspannung. Diesmal zeigt sich, daß die Zündung etwa bei gleichen Werten des negativen Steuerstromes erfolgt. Zur besseren Übersicht stellen wir die Zündbereiche für alle möglichen Fälle der Polarität von Betriebs- und Steuerstrom in einer Tabelle dar.

Zündverhalten eines Triac

	+ I_{GT}	- I_{GT}
+ U_B	4 mA	5 mA
- U_B	22 mA	7 mA

Ein Triac läßt sich bei beiden Polungen der Betriebsspannung sowohl mit positiver als auch negativer Steuerspannung zünden. Es ist jedoch günstiger, mit negativer Steuerspannung zu arbeiten, weil sich dann die Zünd-

werte des Steuerstromes nicht so stark unterscheiden.

Wir untersuchen nun noch, wie groß die Leistungsverluste am Triac sind. Dazu messen wir im Laststromkreis im gezündeten Zustand die Restspannung am Triac $U_{A\text{Rest}}$ bei verschiedenen Lastströmen I_L . Die verschiedenen Lastströme stellen wir durch Glühlampen unterschiedlicher Leistung ein, wobei die Belastungsgrenze der Spannungsquelle zu beachten ist. Die Meßwerte ergeben die Durchlaßkennlinie (Bild 162). Anschließend wiederholen wir die Messung bei negativer Polarität der Betriebsspannung. Die beiden Durchlaßkennlinien zeigen uns, daß im gezündeten Zustand am Triac auch bei relativ hohen Lastströmen nur eine geringe Spannung abfällt. Das bedeutet, wir können mit einem Triac große Leistungen mit hohem Wirkungsgrad steuern. Bei Betrieb mit Netzspannung von $U_B = 220\text{ V}$ wäre beispielsweise bei einem Laststrom von $I_L = 1,5\text{ A}$ die Restspannung $U_{A\text{Rest}} = 1,5\text{ V}$ und die gesteuerte Leistung

$$P_L = (U_B - U_{A\text{Rest}}) \cdot I_L = +220 - 1,5\text{ V} \cdot 1,5\text{ A} = 328\text{ W}.$$

Die Verlustleistung des Triac hat nur den geringen Wert von $P_V = U_{A\text{Rest}} \cdot I_L = 2,25\text{ W}$. Das Verhältnis der im Lastwiderstand umgesetzten Leistung P_L zu der von der Spannungsquelle aufgenommenen Gesamtleistung $P_L + P_V$ ist der Wirkungsgrad η (lies: „eta“). So erhalten wir in unserem Beispiel den Wert von

$$\eta = \frac{P_L}{P_L + P_V} = \frac{328\text{ W}}{330,25\text{ W}} = 99,4\%.$$

Dabei wurde die Steuerleistung vernachlässigt. Infolge der geringen auftretenden Verlustleistung ist zur Steuerung von Leistungen bis zu $P = 600\text{ W}$ keine zusätzliche Kühlfläche am Triac erforderlich. Da der Triac in beiden Stromflußrichtungen steuerbar ist, können wir damit bei Wechselspannungsbetrieb die Leistung über eine volle Periode, d. h. etwa von 0...100% steuern. Soll die Leistung direkt aus dem Netz entnommen werden, so benötigen wir einen Triac der Spannungsklassen 4 bis 12. Die Spannungsklasse wird als letzte Ziffer der Typenbezeichnung angegeben. Beispielsweise eignet sich der Triac TS 10-4 zur Steuerung von Wechselströmen bis zu $I_L = 15\text{ A}$ bei einer maximalen Betriebsscheitelspannung von $U_S = 400\text{ V}$. Auf die experimentelle Überprüfung dieser Werte verzichten wir aus Sicherheitsgründen.

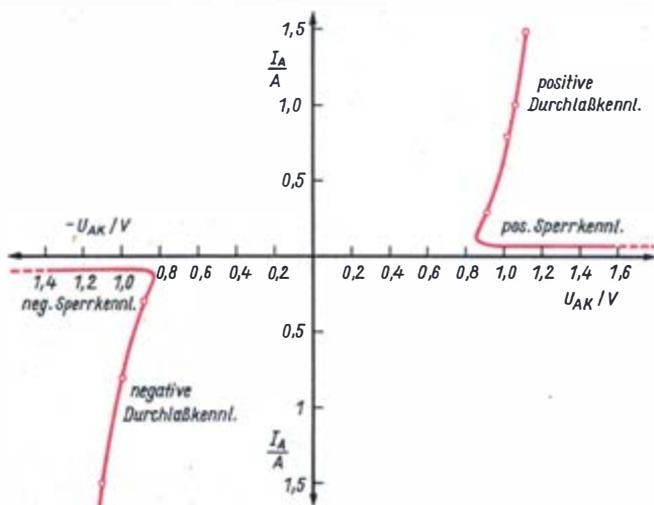


Bild 162. Kennlinien eines Triacs (Beispiel Typ TS-10-6)

Wir entwerfen eine Steuerschaltung mit Triac

Da uns nun die Zündigenschaften des Triac bekannt sind, überlegen wir, welche Veränderungen an der Schaltung des Thyristorstellers erforderlich sind, um den Thyristor durch einen Triac zu ersetzen. Soll der Triac in beiden Halbperioden leiten, dann benötigen wir doppelt soviel Zündimpulse wie beim Thyristor. Diese Aufgabe können wir z. B. durch die Verdoppelung der Frequenz des Steuersignals mit einer Doppelweggleichrichterschaltung lösen. Bei entsprechender Polung der Gleichrichterdioden gewinnen wir negative Halbperiodenimpulse, die nach einer einstellbaren Zeitverzögerung zur Zündung des Triac verwendet werden können (Bild 163). Obwohl die bewährte Phasenschieberbrücke auch hier geeignet wäre, die für die Phasenanschnittsteuerung erforderliche zeitliche Verschiebung des Steuersignals zu erreichen, wollen wir noch eine andere Variante zur Lösung dieser Aufgabe ken-

nenlernen und anwenden. Im Zusammenhang mit den Experimenten zur Gleichrichterschaltung haben wir gesehen, daß an einem Kondensator, der über einen Widerstand aufgeladen wird, die Spannung exponentiell mit der Zeitkonstanten $\tau = R \cdot C$ ansteigt. Bei richtiger Wahl von R und C können wir Aufladezeiten von der halben Periodendauer des Steuersignals erreichen und so die erforderliche Verzögerung realisieren.

Nun brauchen wir noch eine Schaltung, die zunächst den Ladevorgang nicht beeinflusst, jedoch beim Erreichen einer bestimmten Spannung plötzlich leitend wird und damit einen Stromstoß zur Zündung des Triac erzeugt. Bei den Experimenten zur Wirkungsweise des Thyristors haben wir eine Schaltung aus zwei komplementären Transistoren kennengelernt, die genau dieses Verhalten zeigte. Es ist daher recht naheliegend, die beiden Schaltungsprinzipien zu kombinieren und so das Problem der Phasenanschnittsteuerung zu lösen. Um sicher zu gehen, daß unsere Überlegungen richtig

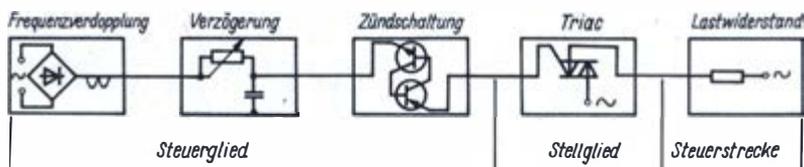


Bild 163. Übersichtsschaltbild eines Triacstellers

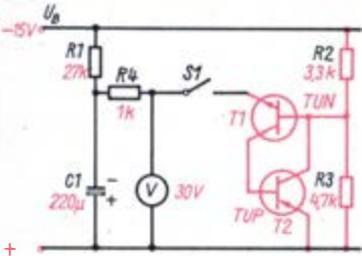


Bild 164. Experimentelle Untersuchung der Zündschaltung (Stromlaufplan)

sind, erproben wir diesen Teil der Schaltung auf der Experimentierplatte. Um den Ladevorgang mit dem Meßgerät verfolgen zu können, lassen wir ihn durch Verwendung eines Kondensators großer Kapazität langsam ablaufen (Bild 164). Wir laden dazu den Kondensator mit der Kapazität $C_1 = 220 \mu\text{F}$ über den Widerstand $R_1 = 27 \text{ k}\Omega$ mit einer Gleichspannung von etwa 15 V auf und messen die Kondensatorspannung mit dem Vielfachmesser. Der Vielfachmesser ist zur Vermeidung stärkerer Belastung des Meßobjekts auf einen möglichst hohen Spannungsbereich geschaltet. Ohne unsere Zündschaltung erfolgt der Aufla-

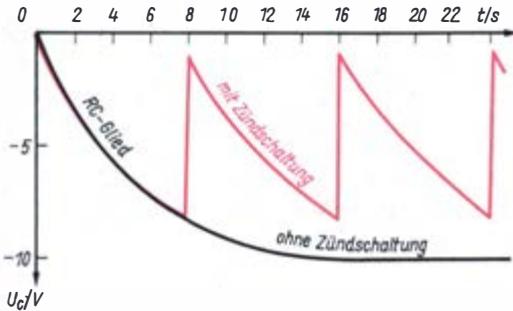


Bild 165. Kennlinie der Zündschaltung

devorgang nach dem bekannten exponentiellen Zeitverlauf (Bild 165). Schalten wir jedoch dem Kondensator die Zündschaltung parallel, dann steigt die Kondensatorspannung nur noch bis zur Zündspannung und sinkt dann plötzlich auf einen sehr geringen Wert. Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch. Verwenden wir kleinere Kapazitätswerte, dann lassen sich die periodischen Lade- und Entladevorgänge auch mit einem Oszillografen sichtbar machen. Ersetzen wir den Festwiderstand R_1 durch ein Potentiometer von $220 \text{ k}\Omega$ in Reihe mit einem Schutzwiderstand von $4,7 \text{ k}\Omega$, so er-

reichen wir mit einem Kondensator von $C = 0,1 \mu\text{F}$ Verzögerungszeiten zwischen $0,5 \text{ ms}$ bis 20 ms und liegen damit im Bereich der Dauer einer Halbperiode der Netzwechselspannung.

Von der Idee zur fertigen Schaltung des Triacstellers

Nachdem das Experiment mit der Zündschaltung die Richtigkeit der Grundidee für den Triacsteller bestätigte, entwerfen wir den voll-

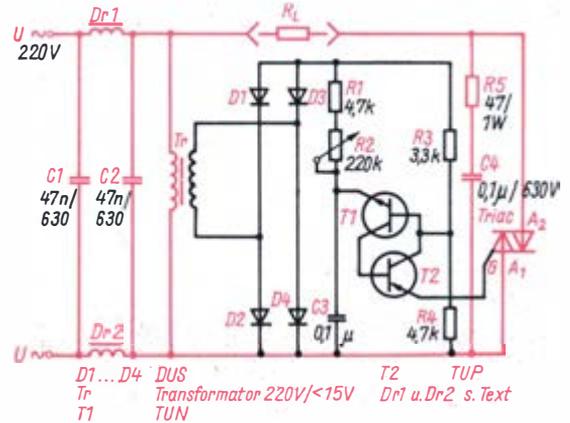
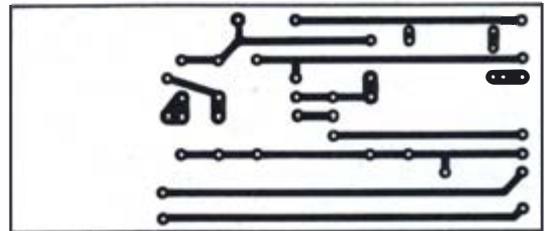
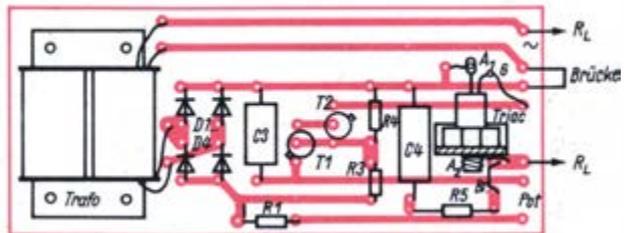


Bild 167. Leiterplatte des Triacstellers:

Bild 167. Leiterplatte des Triacstellers:



a) Leiterseite,



Br.= Brücke

b) Bestückungsplan

Der Triac hat einen größeren Steuerbereich

ständigen Stromlaufplan. Dabei gehen wir von den Erfahrungen beim Bau des Thyristorstellers aus (Bild 166). Die Steuerspannung wird auch hier von einem Transformator mit möglichst kleinem Kern geliefert. Die Sekundärspannung kann zwischen 6 V und 12 V liegen. Sie wird durch eine Graetzschaltung gleichgerichtet. Als Dioden eignen sich Si-Planardio-

den in Kunststoffgehäuse (Universaltyp). Die negativen Gleichspannungsimpulse haben die doppelte Netzfrequenz. Sie laden den Kondensator C_3 periodisch und zeitverzögert auf. Wird die Zündspannung der Kippschaltung aus T_1/T_2 erreicht, so entlädt sich C_3 , und der Entladestrom zündet den Triac. Dieser Vorgang wiederholt sich periodisch. Der Zündzeit-

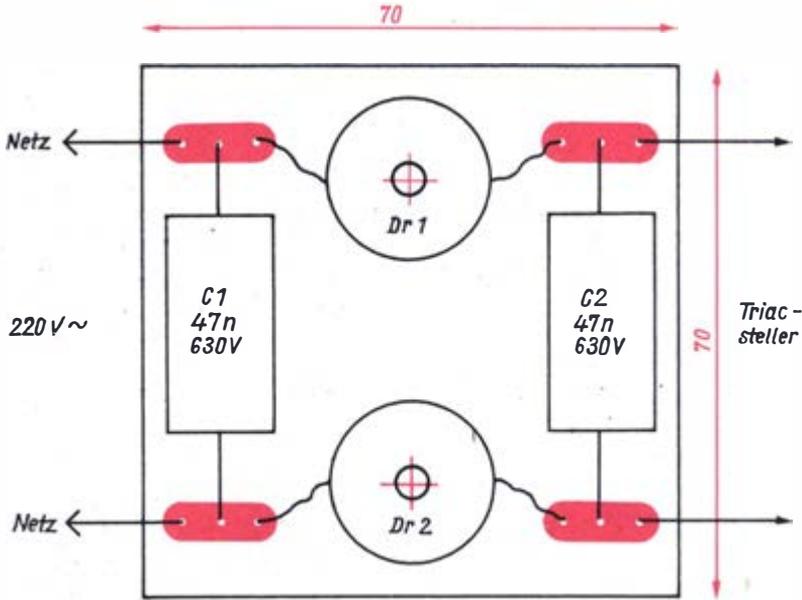


Bild 168. Entstörschaltung des Triacstellers (Bestückungsplan)



Bild 169. Musteraufbau des Triacstellers

punkt kann durch das Potentiometer R_2 verändert werden. Die Leiterplatte (Bild 167) enthält die Steuerschaltung einschließlich Stellglied. Die aus Drosseln und Kondensatoren bestehende Entstörschaltung ist auch beim Triacsteller erforderlich. Sie wird auf einer separaten Leiterplatte montiert (Bild 168).

Für den Aufbau und die Erprobung der Schaltung gelten die gleichen Hinweise wie für den Thyristorsteller (Bild 169). Alle Teile der Schaltung führen Netzspannung und dürfen daher nur nach Trennung von der Steckdose berührt werden. Die Helligkeit einer als Lastwi-

derstand angeschlossenen Glühlampe muß sich mit dem Triacsteller kontinuierlich über den gesamten Bereich verändern lassen. Außer Lampen können wir die Drehzahl der Elektromotoren von Küchenmaschinen oder Bohrmaschinen mit dem Triacsteller stufenlos einstellen. Bei der Steuerung solcher induktiv wirkender Lastwiderstände schützen wir den kostbaren Triac durch eine RC-Schaltung vor gefährlichen Induktionsspannungsspitzen (Bild 166). Wenn die zu steuernden Leistungen über 400 W liegen, wird der Triac auf ein Kühlblech montiert.

Wir steuern die Belichtungszeit

Durch die Anwendung des elektronischen Belichtungsmessers, den wir bereits entwickelten, läßt sich das recht mühsame Verfahren der Bestimmung der optimalen Belichtungszeit bei Vergrößerungsarbeiten schon erheblich rationalisieren. Der Fotoamateur spart Zeit und vor allem Fotopapier. Wir überlegen nun, ob sich die Belichtungszeitsteuerung noch weiter automatisieren läßt. Welche Teilaufgaben hat der Mensch noch in diesem Steuerungsprozeß? Er liest den vom fotoelektrischen Meßwertfühler gelieferten Signalwert ab, den der OPV verstärkt und den das Meßgerät wieder in einen nichtelektrischen Anzeigewert umgesetzt hat. Diese Information überträgt er dann auf die als Zeitsteuerung wirkende Belichtungsuhr. Soll der Mensch aus diesem Steuerprozeß herausgelöst werden, dann muß das vom Meßwertfühler abgegebene Signal direkt auf das *Steuersystem* einwirken und die Belichtungszeit verändern (Bild 170).

Für die Lösung des Problems der von der Belichtungsstärke abhängigen Zeitsteuerung der Lichtquelle gibt es sicherlich verschiedene Wege. Am häufigsten nutzt man als zeitbestimmenden Vorgang das Auf- oder Entladen eines Kondensators aus. Bekanntlich hängt die Dauer des Auf- und Entladevorganges eines Kondensators von der Kapazität und dem Widerstand ab. Von den Fotodetektoren verwenden wir den Fotowiderstand, den wir bereits beim Aufbau des Drehzahlmessers kennenlernten. Mit dem Fotowiderstand ließe sich dann die in Bild 171 dargestellte einfache Prinzipschaltung entwerfen. Wenn sich beispiels-



Bild 170. Blockschaltbild einer Belichtungszeitsteuerung

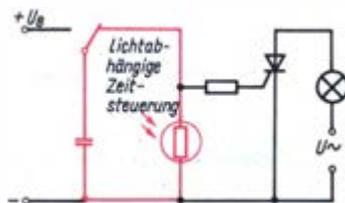


Bild 171. Prinzip der Zeitsteuerung durch lichtabhängige Kondensatorentladung

weise die Beleuchtungsstärke bei Verwendung eines Negativs mit höherer Schwärzung verringert, wird der Kondensator durch einen größeren Widerstand langsamer entladen. Benutzt man die Kondensatorspannung zur Zündung eines Thyristors oder Triac, dann wäre das Problem der von der Beleuchtungsstärke abhängigen Zeitsteuerung der Fotolampe prinzipiell gelöst. Leider ist das in Bild 171 dargestellte Schaltungsprinzip in dieser einfachen Weise nicht funktionstüchtig. Abgesehen von der Tatsache, daß der Entladevorgang bei einem einfachen RC-Glied zeitlich nicht linear, sondern nach einer exponentiellen Zeitfunktion abläuft, würde sich der Kondensator sehr schnell über den geringen Widerstand der Thyristorsteuerstrecke entladen. Wir müssen da-

her die Entladeschaltung von der Thyristorschaltung entkoppeln. Beide Probleme, die Linearisierung des Entladevorgangs **und** die Entkopplung, lassen sich mit dem Operationsverstärker recht gut lösen. Wir verwenden dazu eine besondere Schaltung, deren Eigenschaft wir zunächst auf der Experimentierplatte untersuchen.

Der Integrator ermöglicht zeitlineare Ladevorgänge

Die besondere Eigenschaft der als *Integrator* bezeichneten Schaltung wird durch die starke kapazitive Gegenkopplung vom Ausgang auf den invertierenden Eingang des OPV erreicht

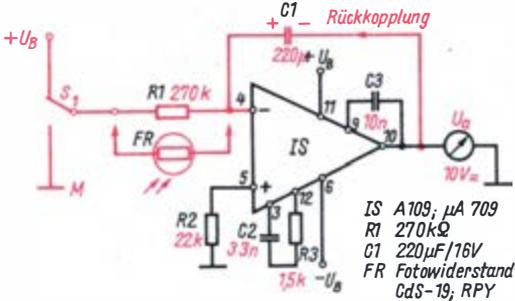


Bild 172. Experimentelle Untersuchung der Integratorschaltung (Stromlaufplan)

(Bild 172). Für das Experiment verwenden wir einen Elektrolytkondensator mit $C_1 = 220 \mu\text{F}$, der über den Schalter S_1 und den Widerstand $R_1 = 270 \text{ k}\Omega$ mit dem Pluspol der stabilisierten Spannung U_B vom Netzgerät verbunden werden kann. Wir lesen alle 5 s die Ausgangsspannung ab und stellen sie in Abhängigkeit von der Zeit grafisch dar (Bild 173). Die Ausgangsspannung steigt linear an und hat nach etwa $\tau = R \cdot C = 59 \text{ s}$ den Wert der Betriebsspannung $U_B = -7,5 \text{ V}$ erreicht. Wird R_1 mit dem Massepunkt verbunden, dann erfolgt der Entladevorgang etwa mit gleicher Geschwindigkeit. Wir haben damit eine Schaltung kennengelernt, die wegen ihrer Fähigkeit, zeitlinear ansteigende Spannungen zu erzeugen, recht häufig in der Meß- und Regeltechnik, aber auch bei analogen elektronischen Rechenschaltungen Verwendung findet.

Um zu verstehen, warum die Ladevorgänge bei dieser Integratorschaltung nicht auch exponentiell erfolgen, betrachten wir nochmals

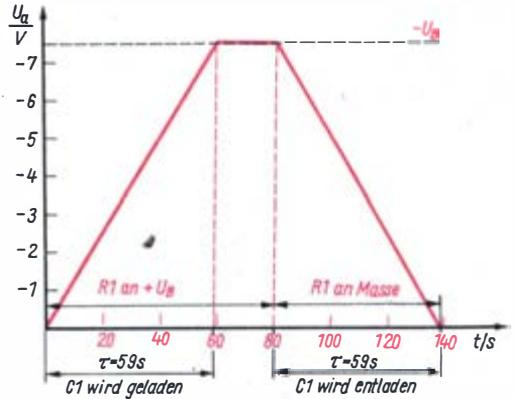


Bild 173. Zeitlicher Verlauf der Ausgangsspannung des Integrators

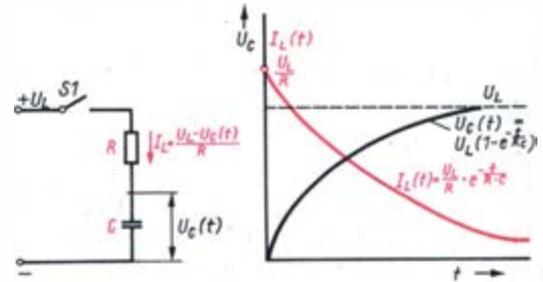


Bild 174. Zeitlicher Verlauf von Strom und Spannung beim Laden eines Kondensators über einen Widerstand

den Ladevorgang an einer einfachen RC-Schaltung (Bild 174). In gleichem Maße, in dem die Spannung am Kondensator ansteigt, verringert sich die Spannung am Widerstand und damit auch der Ladestrom, der durch den Widerstand fließt. Es ist $I_L = \frac{U_L - U_C}{R}$ Soll die

Kondensatorspannung linear ansteigen, dann muß das Aufladen mit einem zeitlich konstanten Strom erfolgen. Es gilt dann für $I = \text{konst}$

$$U_C = \frac{Q}{C} = \frac{I \cdot t}{C}, \text{ also } U_C \sim t.$$

Ein konstanter Ladestrom läßt sich jedoch nur erreichen, wenn die Spannungsdifferenz am Widerstand ebenfalls zeitlich konstant bleibt. Die Zusammenhänge, die das Verhalten des Integrators verursachen, erkennen wir am besten an der Prinzipdarstellung von Bild 175. Ist der Kondensator noch ungeladen, so liegt am Kondensator und damit auch am invertierenden Eingang des Operationsverstärkers keine

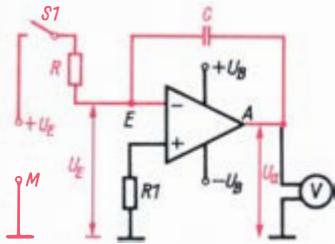
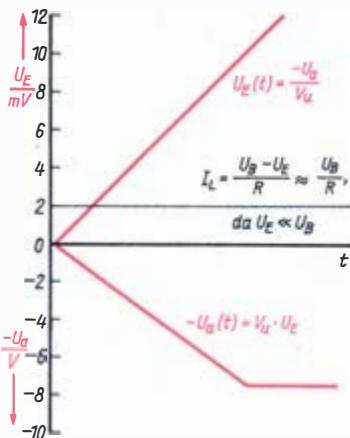


Bild 175. Prinzipdarstellung zur Wirkungsweise des Integrators

Spannung an. Dadurch liegt auch der Verstärkerausgang auf Nullpotential. Steigt mit Beginn des Ladevorgangs die Kondensatorspannung zu positiven Werten hin an, so ändert sich das Potential am Ausgang des Verstärkers infolge der invertierenden Wirkung zu negativen Werten. Wegen der hohen Spannungsverstärkung genügen bereits sehr geringe Potentialänderungen am Verstärkereingang, um das Ausgangspotential bis zum vollen negativen Wert ansteigen zu lassen. Beispielsweise würde es bei einem Verstärkungsfaktor von $V_u = 1000$ genügen, daß sich die Spannung am Punkt E (Eingang des Verstärkers) um $\Delta U_E = 7 \text{ mV}$ erhöht, um damit die Ausgangsspannung um den Wert von -7 V zu stellen. Das bedeutet aber, daß sich auch am Widerstand R nur eine verschwindend geringe Änderung der Spannungsdifferenz von 7 mV einstellt, der Ladestrom somit konstant bleibt. Die Folge ist der lineare Anstieg der Ladespannung (Bild 176).

Wir ersetzen nun in der Versuchsschaltung den Ladewiderstand R durch einen Fotowider-

Bild 176. Kennlinie des Integrators



stand und wiederholen das Experiment bei verschiedenen Abständen des Fotowiderstandes zu einer Lichtquelle. Der Umladevorgang hängt jetzt von der Beleuchtungsstärke ab; je geringer die Beleuchtungsstärke ist, um so größer wird die Zeit, die für das Umladen des Kondensators erforderlich ist. Durch unsere Schaltung wurde die Meßgröße *Beleuchtungsstärke* in die physikalische Größe *Zeit* umgewandelt, die zur Steuerung des Stellgliedes verwendet werden kann. Dazu müßte allerdings der Operationsverstärker direkt mit dem Triac verbunden sein, wodurch die gesamte Schaltung Netzspannung führen würde. Die Gefahr einer unbeabsichtigten Berührung spannungsführender Teile wäre recht groß. Daher trennen wir den mit Kleinspannung betriebenen Teil der Schaltung von der mit der Netzspannung verbundenen *Stelleinrichtung* galvanisch, ohne die Signalverbindung zu unterbrechen. Diese Aufgabe löst man am sichersten mit einem *Optokoppler*, bei dem die Signalübertragung auf dem Umweg über das Licht erfolgt.

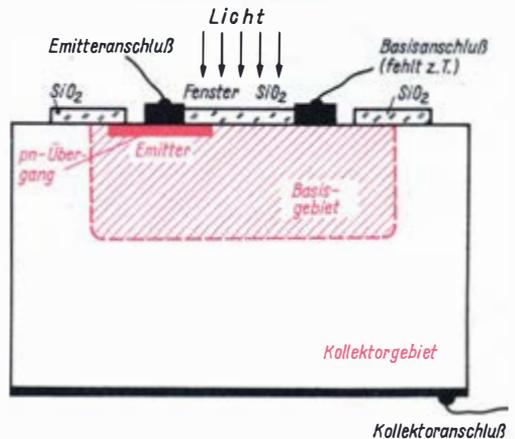
Der Optokoppler sorgt für Sicherheit

Einige Modellversuche machen uns Aufbau und Wirkungsweise des Optokopplers verständlich.

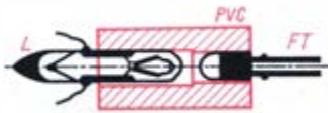
1. Versuch:

Wir benötigen für unser Experiment eine kleine Glühlampe (gut geeignet sind die Telefonstecklampen oder die Signallampen von

Bild 177. Schematische Darstellung des Aufbaus des Fototransistors



der Modelleisenbahn) sowie eine Fotodiode oder besser einen *Fototransistor*. Diesen können wir uns als einen Silizium-npn-Transistor vorstellen, bei dem die Basisschicht keine Anschlußelektrode erhalten hat. Außerdem wurde durch eine geeignete Technologie gesichert, daß Licht in den pn-Übergang zwischen Basis und Emitter gelangen kann (Bild 177). Im unbeleuchteten Zustand verhält sich ein Fototransistor wie ein gewöhnlicher Transistor mit offenem Basisanschluß; es fließt nur ein sehr geringer Kollektorstrom. Werden jedoch durch die Lichtenergie im pn-Übergangsgebiet zwischen Basis und Emitter Ladungsträger aus ihrer Bindung befreit, so heben sie die Sperrwirkung der Grenzschicht auf, und es kann ein mehrfach stärkerer Strom vom Emitter zum Kollektor fließen. Für das Experiment bohren wir einen Rundstab aus undurchsichtigem Kunststoff so auf, daß Glühlampe und Fototransistor in die Bohrlöcher eingesetzt werden können und das Licht ungehindert von der Glühlampe zum Fototransistor gelangen kann (Bild 178). Es besteht nur noch eine optische und keinerlei elektrische Kopplung zwischen den beiden Bauelementen.



Maße nach Bauelementen
 L - Telefonstecklampe 12V/50mA
 FT - Fototransistor SP 2010.ä.

Bild 178. Modell eines Optokopplers mit Glühlampe

Um die Übertragungseigenschaften des Selbstbau-Optokopplers zu ermitteln, schließen wir die Glühlampe an eine einstellbare Spannungsquelle für Gleich- oder Wechselspannung an und messen den Fotostrom in Abhängigkeit vom Lampenstrom. Natürlich dürfen wir dabei die Grenzwerte für die Leistung der Glühlampe und für die Verlustleistung des Fototransistors ($P_{V,max} = 50 \text{ mW}$) nicht überschreiten (Bild 179a). Da der Optokoppler Stromkreise galvanisch trennen soll, verwenden wir für U_L und U_F ebenfalls galvanisch getrennte Spannungsquellen. Im ersten Versuch kann U_L auch eine Wechselspannungsquelle (Netzteil) sein. Bei den weiteren Versuchen verwenden wir für U_{LED} und U_F am besten zwei Flachbatterien 3 R 12.

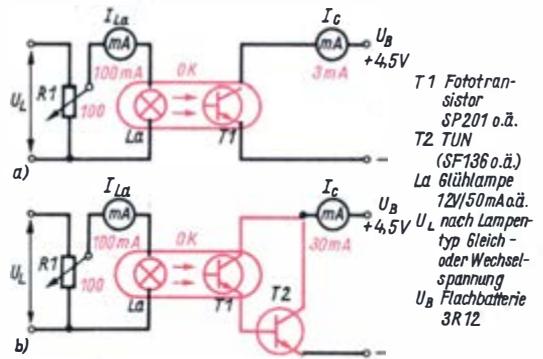


Bild 179. Versuch zur Kennlinienaufnahme des Optokopplers:
 a) einfacher Optokoppler,
 b) mit Verstärkertransistor

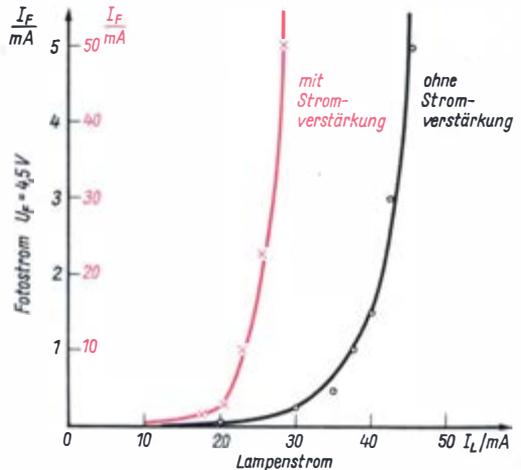


Bild 180. Kennlinien der Optokoppler von Bild 179

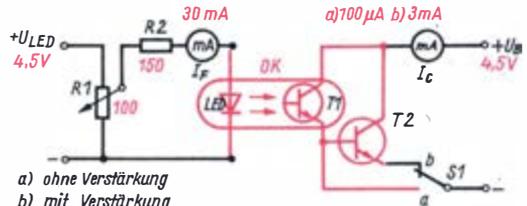
Die aus den Meßwerten gezeichnete Kennlinie (Bild 180) läßt erkennen, daß für die Signalübertragung von der Glühlampe zum Fototransistor zwischen Lampenstrom I_L und Fotostrom I_C keine Linearität besteht. Der Fotostrom setzt im Meßbeispiel erst bei einem Lampenstrom von etwa 20 mA ein. Bei kleinen Strömen erzeugt die Glühlampe noch kein sichtbares Licht. Die Intensität des Lichtes und damit auch des Fotostromes steigen dann sehr steil an. Dieser nichtlineare Zusammenhang ist in der Wirkungsweise der Glühlampe begründet und daher nicht zu verändern. Unsere Eigenkonstruktion eines Optokopplers ist deswegen nicht besonders gut für Signale geeignet, bei denen es auf die unverfälschte Übertragung der Signalform ankommt. Beispiels-

4. Steuerungstechnik

weise würden bei einer Musikübertragung durch unseren Optokoppler merkliche Verzerrungen auftreten. Dazu kommt, daß die Glühlampe sehr raschen Spannungsänderungen infolge der thermischen Trägheit des Glühfadens nicht mehr ganz folgen kann. Der Übertragungsfaktor sinkt daher bei hohen Frequenzen ab. Hingegen ist sein Einsatz durchaus dort möglich, wo relativ langsame, etwa mit der Netzfrequenz ablaufende Schaltsignale übertragen werden sollen, wie dies ja für unsere Steuerschaltung zutrifft. Allerdings genügt der Fotostrom noch nicht, um den Triac direkt zu zünden. Mit einem nachgeschalteten Transistor beheben wir diesen Nachteil (Bild 179b). Die mit einem zusätzlichen Transistor aufgenommene Übertragungskurve zeigt, daß Eingangs- und Ausgangssignal von annähernd gleicher Größe sind und der erforderliche Steuerstrom für den Triac so ohne Schwierigkeiten erreicht wird.

2. Versuch:

Als nächstes untersuchen wir, welche Vorteile es bringt, an Stelle einer einfachen Glühlampe im Optokoppler eine Leuchtdiode zu verwenden (Bild 181a/b). Die Leuchtdiode, Kurzbezeichnung LED, kennen wir bereits aus vorangegangenen Experimenten und wissen, daß sie mit Vorwiderstand sowie in Durchlaßrichtung betrieben wird. Aus den Meßwerten zeichnen wir wieder die Kennlinie (Bild 182). Da der Optokoppler zur Übertragung von Signalen benutzt werden soll, bezeichnet man diese Kennlinie auch als Übertragungskennlinie. Wir erkennen am Verlauf der Übertragungskennlinie, daß ein annähernd linearer Zusammenhang zwischen Diodenstrom und Fotostrom besteht. Allerdings ist der mit vergleichbaren Eingangsströmen erzielbare Fotostrom wesentlich geringer. Wir müssen bedenken, daß in Durchlaßrichtung an der Leuchtdiode nur eine geringe Spannung von etwa 1 bis 2 V anliegt, so daß sie, im Vergleich zur Glühlampe, eine wesentlich geringere elektrische Leistung aufnimmt. Bei Stromverstärkung durch einen zusätzlichen Transistor erhalten wir etwa den gleichen Kurvenverlauf, jedoch genügt auch der so verstärkte Fotostrom noch nicht zur Steuerung eines Triac. Der annähernd lineare Verlauf der Übertragungskurve läßt aber erwarten, daß durch diesen Optokoppler eine relativ gute Übertragung von Musik oder Sprache auf optischem Wege



- a) ohne Verstärkung
b) mit Verstärkung

LED Leuchtdiode VQA 12 oder VQA 13
T1 Fototransistor SP 201 o.ä.
T2 TUN
S1 einpoliger Umschalter
 U_F, U_{LED} 2x Flachbatterie 3R 12

Bild 181. Modell eines Optokopplers mit Leuchtdiode

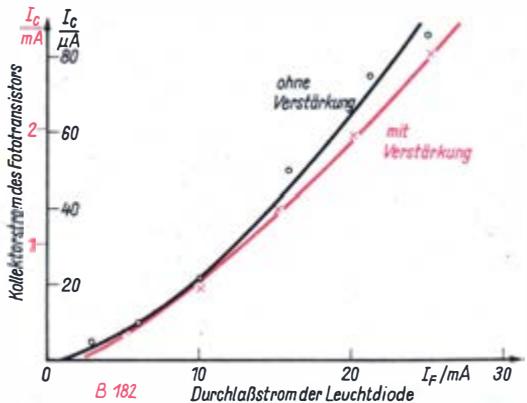


Bild 182. Kennlinie des Optokopplers von Bild 181

möglich ist. Wir bestätigen dies durch ein weiteres Experiment.

3. Versuch:

Die Helligkeit der Leuchtdiode wird durch das Tonfrequenzsignal eines Transistor-Rundfunkempfängers *moduliert*. Wir verbinden dazu den Lautsprecherausgang über einen Elektrolytkondensator mit der Leuchtdiode (Bild 183). Um die Gleichrichterwirkung durch die Leuchtdiode zu vermeiden, erhält sie eine Vorspannung aus der Gleichspannungsquelle (U_{LED}). Die Helligkeit der Leuchtdiode schwankt nun im Takt der Signalfrequenz um die von der Vorspannung bestimmte Grundhelligkeit. Die Helligkeitsschwankungen werden auf optischem Wege zum Fototransistor übertragen und von diesem wieder in elektrische Spannungsschwankungen zurückverwandelt. Schließen wir an den Fototransistor des Optokopplers einen Kopfhörer an, so können wir die Signalübertragung nachweisen. Durch die richtige Vorspannung der Diode können wir die Verzerr-

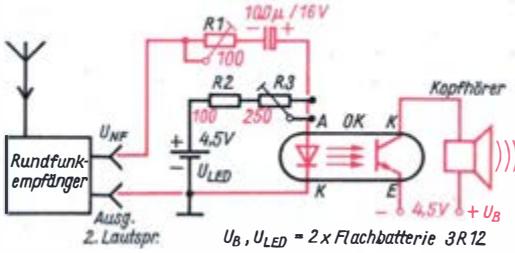


Bild 183. Signalübertragung durch einen Optokoppler (Stromlaufplan)

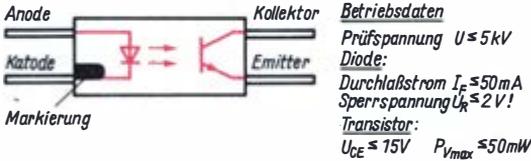


Bild 184. Anschlußbelegung des Optokopplers „MB 101“

rungen auf ein Minimum herabsetzen. Durch die vorangegangenen Experimente mit selbstaufgebauten Optokopplern lernten wir die Probleme der Signalübertragung mit Licht kennen. Es wird uns nun nicht schwerfallen, mit einem industriell gefertigten Optokoppler sachgemäß umzugehen und Schäden an diesem relativ teuren Bauelement zu vermeiden. Seine Vorteile gegenüber der Selbstbauausführung sind die wesentlich kleineren Abmessungen, die günstigen Übertragungseigenschaften und die hohe Lebensdauer. Notfalls genügt auch unsere Eigenkonstruktion den Anforderungen des aufgebauten Gerätes. Die

Anschlußbelegung und wichtige Betriebsdaten des Optokopplers „MB 101“ (aus DDR-Produktion) sind in Bild 184 dargestellt. Mit dem Optokoppler „MB 101“ führen wir die Versuche 2 und 3 durch. Dabei nehmen wir dessen Übertragungskennlinie (Bild 185) auf und überprüfen sein Übertragungsverhalten für Tonfrequenzen.

Wir bauen die Belichtungszeitsteuerung

Nachdem in dem Experiment die Schaltungsdetails entwickelt und erprobt wurden, fügen wir sie nun zur Gesamtschaltung für die Belichtungszeitsteuerung zusammen (Bild 186). Der Optokoppler ist an den Ausgang des als Integrator arbeitenden Operationsverstärkers angeschlossen. Die Diode D_1 sorgt dafür, daß durch die Leuchtdiode im Optokoppler nur Strom fließt, wenn die Ausgangsspannung vom Integrator negativ ist. Der vom Fototransistor im Optokoppler gelieferte Strom genügt noch nicht, um den Triac direkt zu zünden, er wird daher durch den npn-Transistor T_1 verstärkt. Die Betriebsspannung für T_1 und den Transistor im Optokoppler leiten wir direkt aus der Netzspannung ab und stabilisieren sie mit der Z-Diode D_5 . Entstörungsmaßnahmen sind hier nicht erforderlich, da der Triac während des gesamten Belichtungszeitraums vollständig leitet. Nur beim Starten kann im ungünstigsten Fall ein Störimpuls entstehen, falls im Moment des Schaltens die Netzspannung gerade

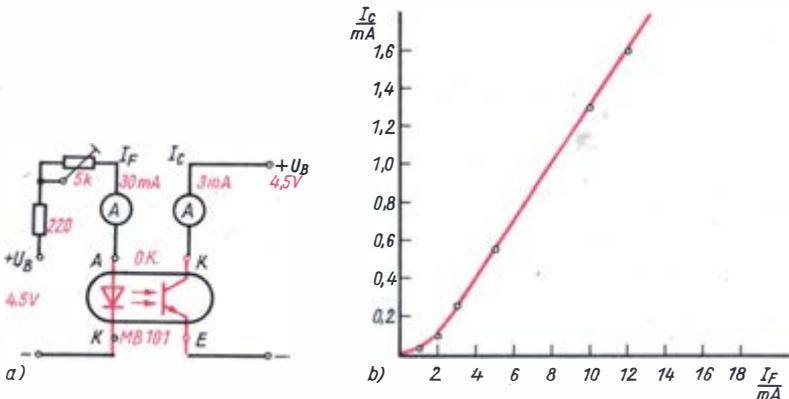
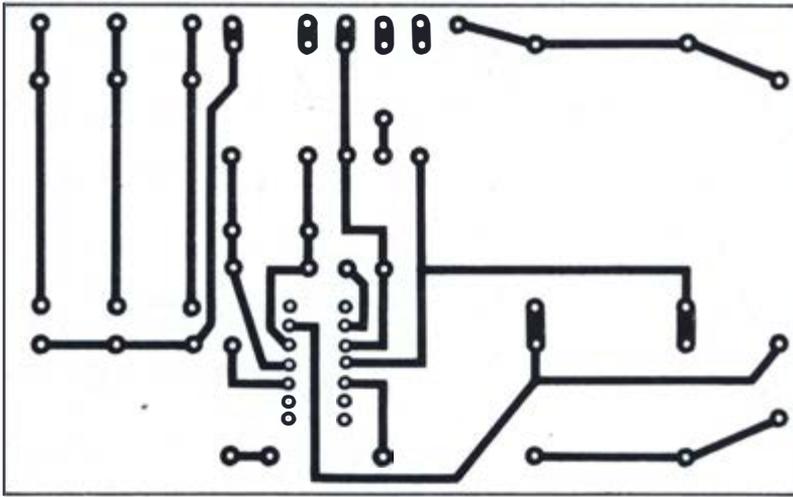
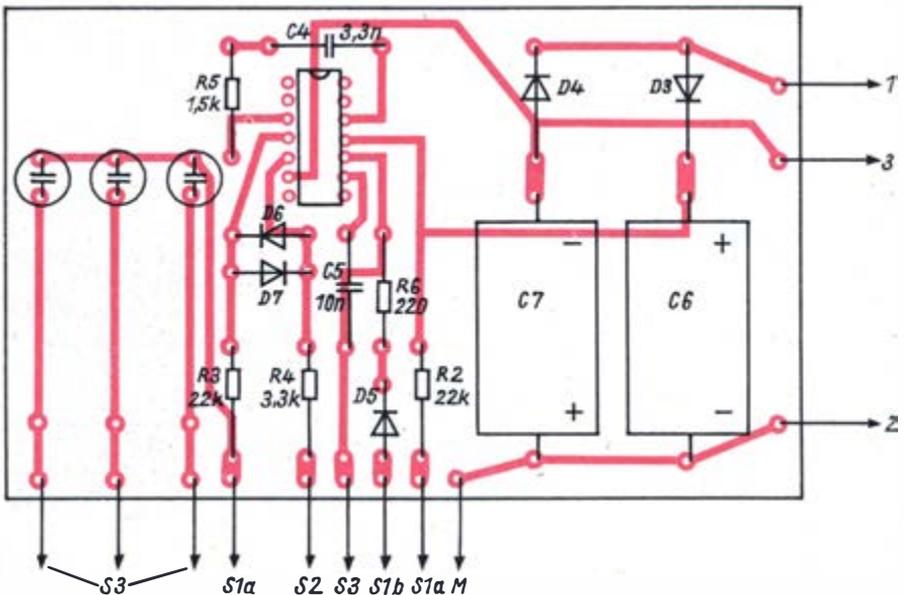


Bild 185. Übertragungskennlinie des Optokopplers „MB 101“:
 a) Meßschaltung,
 b) Meßergebnis

Bild 187. Leiterplatten der Belichtungszeitsteuerung:



a) Steuerteil-Leiterseite

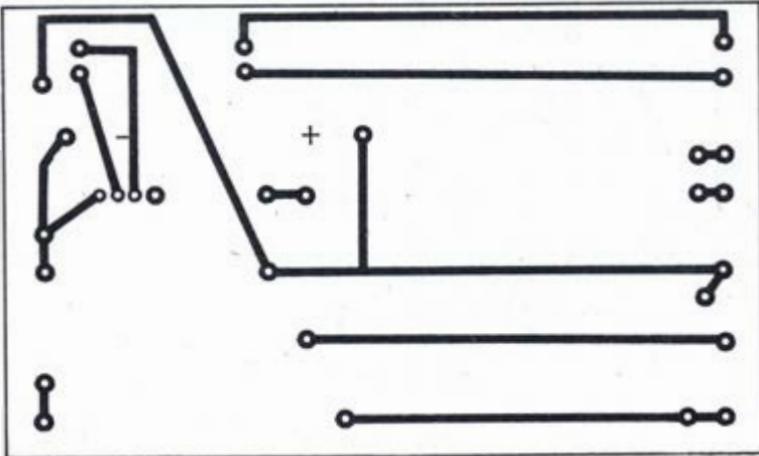


b) Steuerteil-Bestückungsplan

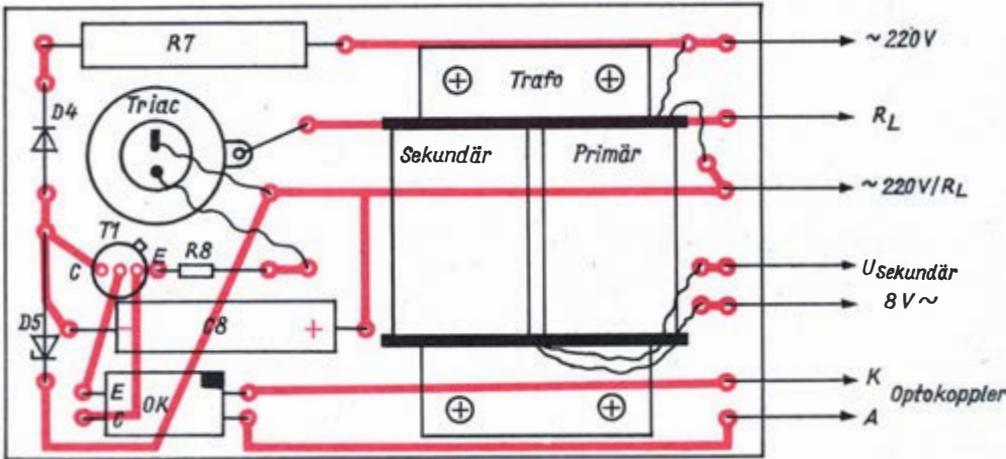
Wenn alle Arbeiten abgeschlossen sind, beginnen wir mit der Erprobung des Gerätes. Dazu wird von einem normal belichteten Negativ in üblicher Weise eine Serie von Testvergrößerungen mit verschiedenen Belichtungszeiten angefertigt und die günstigste Belichtungszeit ermittelt. Durch Veränderung der Ka-

pazitätswerte oder des Feinreglers R_1 wird nun die Entladezeit auf den gleichen Wert eingestellt. Verwenden wir beispielsweise ein dichteres Negativ, dann sorgt der Fotowiderstand dafür, daß der Entladevorgang langsamer abläuft und damit das Fotopapier wieder etwa durch die gleiche Lichtmenge belichtet wird.

Bild 187.



c) Stellglied-Leiterseite



d) Stellglied-Bestückungsplan

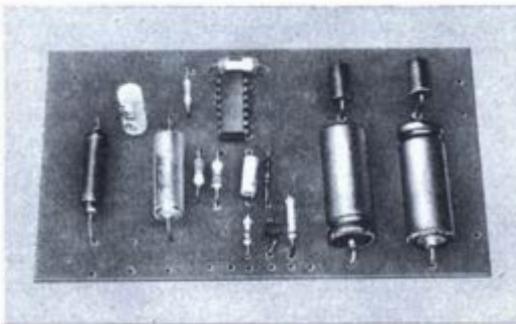


Bild 188. Musteraufbau des Steuerteils

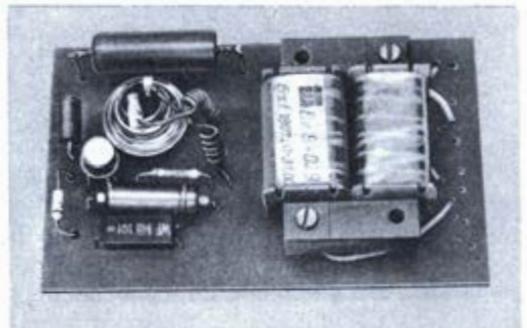


Bild 189. Musteraufbau des Stellgliedes

Wir steuern mit Schall

Sicherlich hat der Leser schon einmal in einem utopischen Film einen Roboter bestaunt, der auf einen Zuruf hin diese oder jene Handlung ausführte. Wenngleich das Grundproblem für eine solche *akustische* Steuerung, das Erkennen des Informationsgehalts eines Lautes durch ein elektronisches System, heute prinzipiell als gelöst angesehen werden kann, dürfen noch einige Jahre ins Land gehen, bis ein solch gehorsamer Diener zum allgemeinen Gebrauch zur Verfügung steht. In stark vereinfachter Form läßt sich jedoch auch von uns das Problem lösen, einen Schaltvorgang, etwa das Ein- und Ausschalten der Beleuchtung oder das Öffnen und Schließen einer Tür, durch ein akustisches Signal auszulösen. Wir überlegen daher, welche elektronischen Baustufen für eine solche Steuerungsschaltung erforderlich sind. Zunächst muß das akustische Signal in eine elektrische Spannung ausreichender Amplitude umgewandelt werden. Wir benötigen dazu ein einfaches *Mikrofon* und einen empfindlichen Verstärker. Als Verstärker können wir den bewährten Operationsverstärker verwenden. Soll die Schaltung nur auf einen bestimmten Ton, etwa auf einen Pfeifton bestimmter Tonhöhe, ansprechen, dann benötigen wir einen *Selektivverstärker*. Das ist eine Schaltung, die nur Wechselspannungen in einem auswählbaren Frequenzbereich verstärkt. Damit durch ein Signal der Schaltvorgang nicht mehrmals ausgelöst wird, ist eine Verzögerungsschaltung erforderlich, die für eine einstellbare Zeit den Signalweg vom Mikrofon zum Umschalter sperrt. Der Umschalter ist eine bistabile Kippstufe, die bei jedem Signaltone ihren Schaltzustand ändert und dabei das Stellglied, einen Thyristor, einen Triac oder notfalls ein geeignetes Relais, ansteuert. Im Ergebnis dieser Vorüberlegungen zeichnen wir

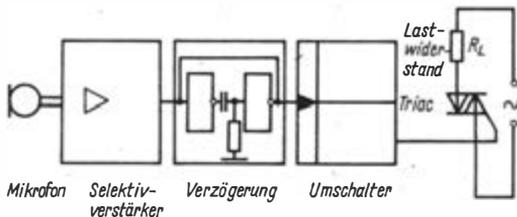


Bild 190. Blockschaltbild einer akustischen Befehlssteuerung

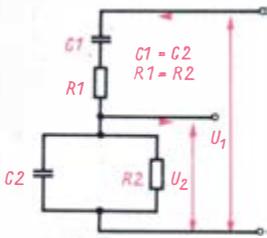
das Blockschaltbild (Bild 190). Wir wenden uns nun den einzelnen Baustufen der Schaltung näher zu und beschäftigen uns zunächst mit der Signalwandlung und -verstärkung.

Der Meßfühler ist das Mikrofon

Die Dimensionierung des Signalverstärkers richtet sich nach der Art und Tonhöhe des Kommandotones und den elektrischen Kennwerten des als Meßfühler wirkenden Mikrofons. Soll beispielsweise als Steuersignal der Ton einer Pfeife verwendet werden, so muß zunächst deren Frequenz bestimmt werden, damit der Empfänger nur auf diese Frequenz reagiert. Das gleiche gilt auch für jeden anderen Signalgeber. Es ist günstig, wenn die Signalfrequenz im Hörbereich des Menschen liegt, der etwa von 16 Hz bis 18 kHz reicht. Die Frequenz bestimmen wir durch Vergleich mit einer bekannten Frequenz. Den dazu erforderlichen Tonfrequenzgenerator, auch als Niederfrequenz- oder kurz NF-Generator bezeichnet, benötigen wir dann außerdem zum Abgleich des Selektivverstärkers.

Wir erzeugen Niederfrequenzen

Bei den Experimenten mit dem Operationsverstärker stellten wir fest, daß eine Rückkopplung auf den nichtinvertierenden Verstärkereingang zur Selbsterregung des Verstärkers führt, d. h., daß er zum Generator wird. Sollen sinusförmige Schwingungen einer bestimmten Frequenz entstehen, so müssen wir dafür sorgen, daß nur für diese eine Frequenz die Rückkopplungsbedingung erfüllt ist, d. h., die verstärkte Spannung muß mit gleicher Phasenlage am Verstärkereingang erscheinen. Diese Aufgabe erfüllt der *Wien-Brücken-Spannungsteiler* (Bild 191). Er besteht aus einer Reihen- und einer Parallelschaltung von Widerstand und Kondensator. Die an der Parallelschaltung abgreifbare Teilspannung U_2 beträgt maximal ein Drittel der angelegten Wechselspannung U_1 . Außerdem besteht zwischen den beiden Spannungen U_1 und U_2 eine von der Frequenz abhängige Phasenverschiebung. Es gibt jedoch eine Frequenz f_0 , bei der sich beide



Für $f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC}$ sind U_1 und U_2 phasengleich

Bild 191. „Wien-Brücken“-Spannungsteiler

Spannungen in gleicher Phasenlage befinden. Diese Frequenz ist von den Werten für R und C abhängig. Es gilt

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot RC} \text{ für } R_1 = R_2 \quad C_1 = C_2.$$

Schalten wir einen solchen *Wien*-Spannungsteiler zwischen Verstärkerausgang und nichtinvertierenden Eingang, so tritt Selbsterregung der Schaltung bei der Frequenz f_0 ein, falls der Verstärker die vom Spannungsteiler auf ein Drittel herabgesetzte Amplitude der Wechselspannung wieder auf den ursprünglichen Wert verstärkt. Das bedeutet, die Spannungsverstärkung muß gleich **oder** ein wenig größer als 3 sein. Wir wissen, daß sich der Verstärkungsfaktor eines Operationsverstärkers durch die Gegenkopplung einstellen läßt. Die sich aus dieser Überlegung ergebende Grundschaltung des *Wien*-Generators erproben wir auf der Experimentierplatte (Bild 192). Zum Nachweis der Schwingungen dient ein Kopfhörer. Wir

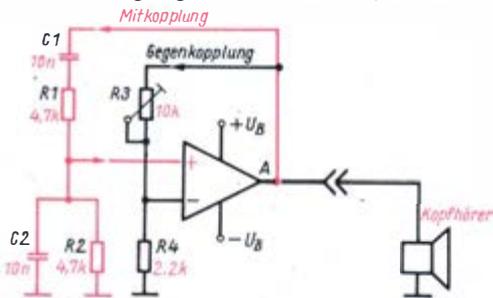


Bild 192. Grundschaltung des Wien-Brücken-Generators

stellen die Verstärkung mit R_3 so ein, daß die Schaltung gerade anschwingt. Bei höherer Verstärkung ist die erzeugte Wechselspannung nicht mehr sinusförmig. Tauschen wir die Widerstände R_1 , R_2 oder die Kondensatoren C_1 , C_2 gegen solche mit anderen Werten aus, so ändert sich die zu hörende Frequenz.

Um einen durchstimmbaren NF-Generator zu erhalten, brauchen wir also nur die Festwiderstände durch zwei mit einer gemeinsamen Achse verstellbare Potentiometer, sogenannte Tandempotentiometer, zu ersetzen. Sind außerdem die beiden Kondensatoren paarweise umschaltbar, so läßt sich ein großer Frequenzbereich überstreichen. Es ist allerdings erforderlich, bei Veränderung der Frequenz die Verstärkung immer wieder so nachzustellen, daß die Wechselspannung etwa die gleiche **Amplitude** beibehält. Ursache für die bei der Durchstimmung auftretende Amplitudenänderung ist in erster Linie der unvollkommene *Gleichlauf* der beiden Potentiometer.

Die Aufgabe, eine physikalische Größe – hier die Amplitude der erzeugten Wechselspannung – trotz Einwirkungen von Störgrößen auf einem konstanten Wert zu halten, fällt genau in den Bereich der Steuerungs- und Regeltechnik. Wir werden daher versuchen, eine *automatische Amplitudenkontrolle* in die Schaltung einzufügen.

Die Amplitude der Niederfrequenz wird stabilisiert

Zur Lösung dieser Aufgabe müssen wir die Gegenkopplung beeinflussen. Deswegen ersetzen wir den Gegenkopplungswiderstand R_3 (von Bild 192) durch einen als steuerbaren Wi-

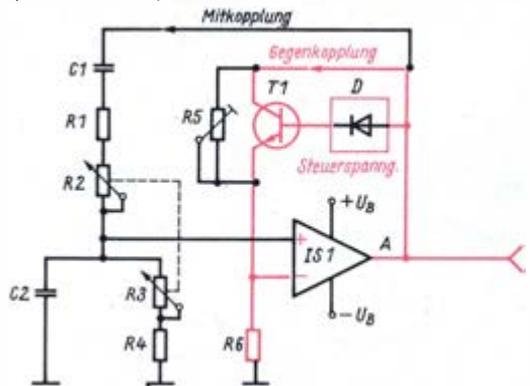


Bild 193. Prinzip der automatischen Amplitudenkontrolle des Tonfrequenzgenerators

erstand geschalteten Transistor (Bild 193). Er wird damit zum Stellglied für die *Verstärkungssteuerung*. Das Steuersignal leiten wir aus der erzeugten Wechselspannung ab. Durch eine Gleichrichterschaltung gewinnen wir eine

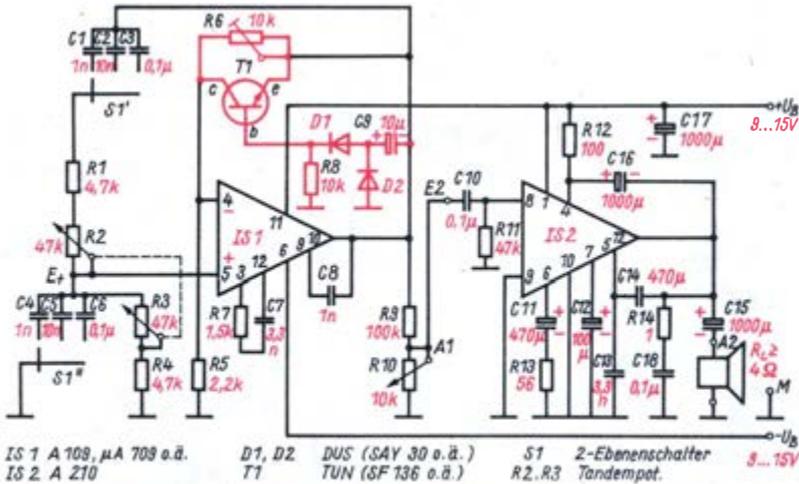


Bild 194. Durchsteuerbarer NF-Generator mit Amplitudenstabilisierung und NF-Leistungsverstärker (Stromlaufplan)

der Amplitude der Wechselfspannung proportionale Basisspannung für den Stelltransistor. Steigt beispielsweise die Amplitude durch eine Störung an, so wächst auch die Basisgleichspannung, wodurch sich der Transistorwiderstand verringert. Die Gegenkopplung des Operationsverstärkers steigt an und verringert die Verstärkung, so daß die Amplitude der Wechselfspannung wieder auf annähernd den gleichen Wert zurückgeführt wird. Der vollständige Stromlaufplan des durchstimmbaren NF-Generators ist auf Bild 194 dargestellt. Im Wien-Brückenteiler werden in Reihe zu den Potentiometern zwei Festwiderstände geschaltet. Dadurch erreichen wir, daß die Schwingungen nicht abreißen, wenn der Potentiometerwiderstand auf Null gestellt wird. Mit der angegebenen Dimensionierung schwingt die Schaltung in den drei Frequenzbereichen von 30 Hz bis 340 Hz, 300 Hz bis 3,4 kHz und 3 kHz bis 34 kHz.

Dem eigentlichen Wien-Brücken-Generator wurde ein NF-Leistungsverstärker nachgeschaltet. Wir verwenden hier den Schaltkreis „A 210 D“, der an einem Lastwiderstand von $R_L = 4 \Omega$ bei einer Betriebsspannung von $U_b = 7,5 \text{ V}$ die Leistung von etwa 1 W abgeben kann. Mit dem NF-Verstärker und angeschlossenem Lautsprecher machen wir die NF-Schwingung hörbar und erhalten eine akustische Kontrolle. Auf nähere Einzelheiten dieses Schaltkreises gehen wir nicht ein, da er viele Ähnlichkeiten mit dem Operationsverstärker

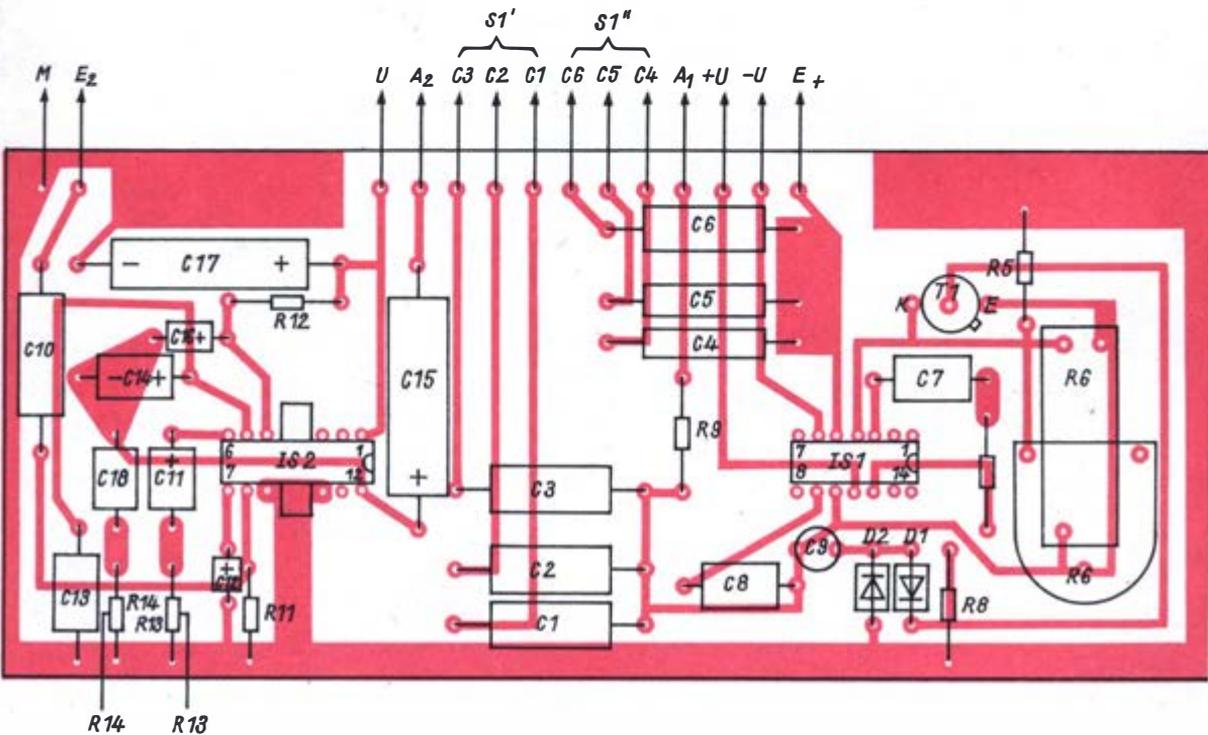
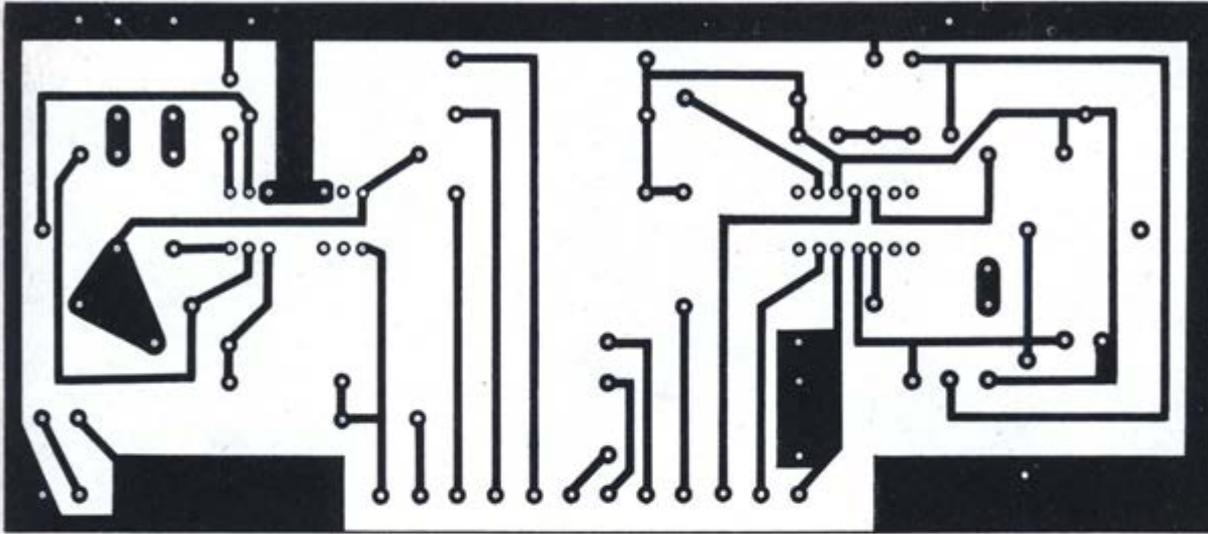
„A 109“ aufweist. Als Betriebsspannungsquelle genügen, wenn wir das Gerät nur gelegentlich einsetzen werden, zwei Flachbatterien $2 \times 3 \text{ R12}$ oder die stabilisierten Spannungen des Netzgerätes. Nach der Erprobung der Schaltung auf der Experimentierplatte bauen wir den NF-Generator als Gerät auf.

Mit dem NF-Generator ergänzen wir unsere Ausrüstung

Die Widerstände R_1 bis R_4 des Wien-Brückenteilers befinden sich nicht auf der Leiterplatte (Bild 195). Potentiometer mit Vorwiderständen, der Zweiebenen-Stufenschalter, Anschlußbuchsen und Betriebsspannungsschalter sind auf einer als Frontplatte dienenden zweiten Leiterplatte montiert (Bild 196).

Für die Erprobung und den Abgleich erhält zunächst nur der Generatorteil Betriebsspannung. Bei einer mittleren Stellung der Potentiometer R_2 , R_3 wird der Gegenkopplungswiderstand R_6 so eingestellt, daß die Schwingungen gerade noch nicht aussetzen (Kontrolle mit Kopfhörer an R_9). Unter Umständen muß die Gegenkopplung noch weiter herabgesetzt werden, falls bei Veränderung der Schwingfrequenz die Verstärkung nicht ausreicht. In hartnäckigen Fällen tauschen wir das Tandempotiometer gegen ein anderes mit besserem Gleichlaufverhalten aus. Wenn sich der NF-Generator in allen drei Bereichen durchstimmen

Bild 195. Leiterplatte des durchsteuerbaren NF-Generators:
a) Leiterseite



R14 R13

b) Bestückungsplan

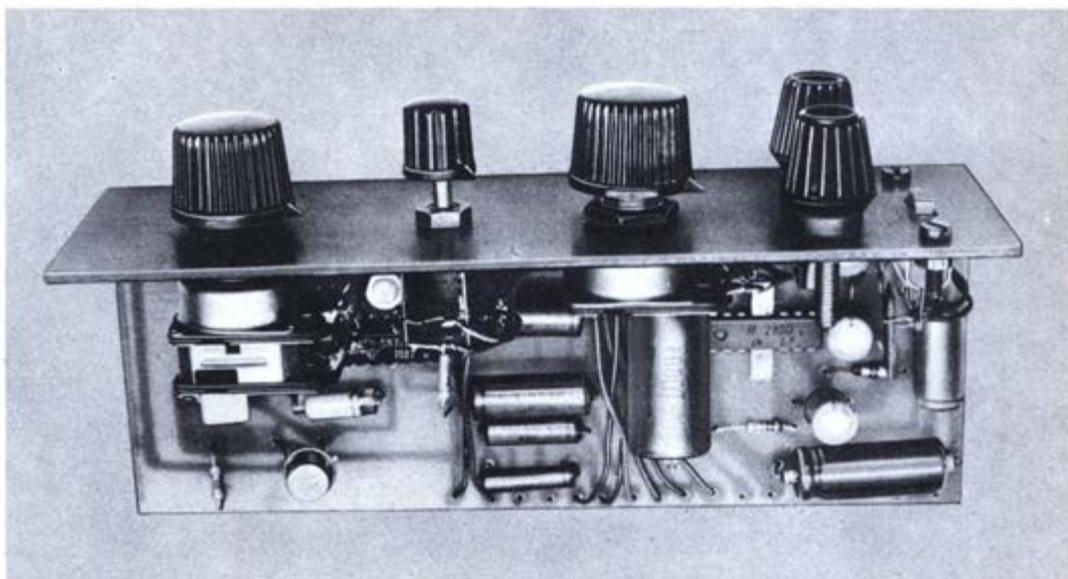


Bild 196. Musteraufbau des NF-Generators

läßt, wird an den Leistungsverstärker die Betriebsspannung angelegt und der Lautsprecher angeschlossen. Infolge der hohen Spannungsverstärkung des IS₂ kann das Potentiometer nur wenig verstellt werden, weil sonst Übersteuerung auftritt. Sollen die Potentiometer R_2 , R_3 justiert werden, so müssen wir beachten, daß zwischen Frequenz und Widerstand kein linearer Zusammenhang besteht. Im Bild 197 ist die Abhängigkeit der Schwingfrequenz vom Potentiometerwiderstand dargestellt. Die Frequenzwerte gelten auch in den beiden höheren Frequenzbereichen, wenn sie mit dem Faktor 10 bzw. 100 multipliziert werden. Für eine genauere Frequenzskalierung benötigen wir einen kalibrierten Vergleichsgenerator. Wir schließen an beide Generatoren je einen Lautsprecher an und stimmen bei verschiedenen Frequenzeinstellungen auf gleiche Tonhöhe ab.

Nach dem gleichen Verfahren läßt sich die Frequenz des Signaltons für unsere akustische Steuerung bestimmen. Diese subjektive Vergleichsmethode ist natürlich nicht sehr zuverlässig, weil sie auch vom Hörempfinden des Menschen abhängt. Man sollte daher das Ergebnis seines Frequenzvergleichs von anderen bestätigen lassen und sicherheitshalber eine Kontrolle bei der halben und doppelten Generatorfrequenz durchführen.

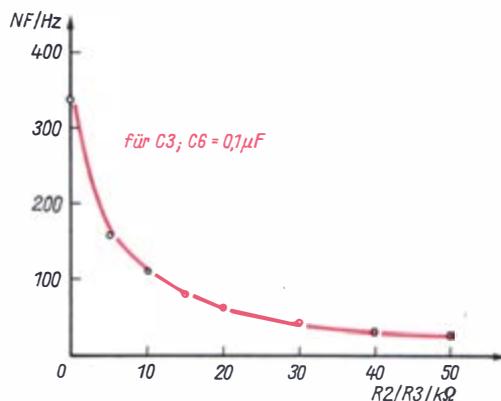
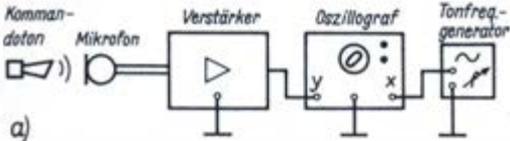
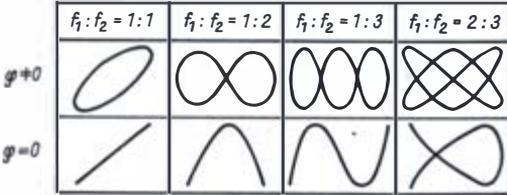


Bild 197. Zusammenhang zwischen Potentiometerwiderstand und Frequenz des Tongenerators

Ein sehr genauer Frequenzvergleich ist mit dem Oszillografen möglich. Die vom Mikrofon erzeugte Wechselspannung wird zur bestimmten Signalfrequenz durch Auslenkung des Elektronenstrahls in Y-Richtung verwendet, während die Vergleichsspannung vom Generator den Strahl in X-Richtung ablenkt (Bild 198). Der Elektronenstrahl führt die Überlagerungsbewegung beider Schwingungen aus. Es entstehen hierbei *Lissajousfiguren*, die im Fall der Frequenzgleichheit die Form einer *Ellipse* haben. Diese Ellipse kann unter Um-



a)



b)

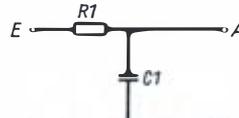
Bild 198. Frequenzbestimmung mit dem Oszillografen:
a) Übersichtsschaltbild,
b) Beispiele für Überlagerungsfiguren (Lissajousfiguren)

ständen recht verzerrt aussehen, wenn die Spannung nicht sinusförmig ist. Wir verändern die Frequenz des Vergleichsgenerators so lange, bis auf dem Bildschirm eine Ellipse oder wenigstens eine ellipsenähnliche, einfach geschlossene Figur entsteht, und lesen dann die Frequenz ab. Die nächste Aufgabe, die wir lösen müssen, besteht darin, einen Signalverstärker zu entwickeln, der nur Spannungen verstärkt, die in einem bestimmten Frequenzbereich liegen.

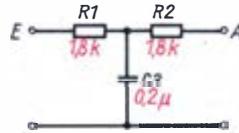
Der Selektivverstärker erkennt den richtigen Ton

Das Problem, aus einem Frequenzgemisch eine bestimmte Frequenz herauszufiltern und zu verstärken, ist uns sicher vom Rundfunkempfänger her bekannt. Man bedient sich dabei eines abstimmbaren Schwingkreises, den man mit der gewünschten Senderfrequenz in Resonanz bringt. Im Niederfrequenzbereich wird jedoch der Schwingkreis seltener verwendet, weil hier die erforderlichen Induktivitäten relativ groß und schwer werden. Recht gute Filtereigenschaften werden auch mit Schaltungen erzielt, die nur aus Kondensatoren und Widerständen bestehen. Solche *RC-Filter*schaltungen entwerfen wir als nächstes und untersuchen sie experimentell. Bei den Überlegungen zum Entwurf solcher RC-Filter-schaltungen knüpfen wir an das Experiment zum Siebglied

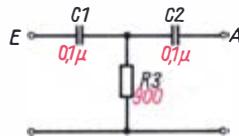
Bild 199. Entwicklung frequenzabhängiger Spannungsteiler:



a) einfache RC-Schaltung,



b) T-Filter (Tiefpaß),



c) T-Filter (Hochpaß)

des Netzteils (Bild 8) an. Beim Siebglied nutzen wir das unterschiedliche Verhalten von Gleich- und Wechselspannung an Widerstand und Kondensator aus. Die Reihenschaltung von Widerstand und Kondensator (Bild 199a) ist für die Wechselspannung als Spannungsteiler wirksam. Auf den Gleichspannungsanteil hat jedoch der Kondensator keinen Einfluß. Ein ähnliches Verhalten erwarten wir von dieser RC-Schaltung, wenn Wechselspannungen verschiedener Frequenzen anliegen. Da der Wechselstromwiderstand des Kondensators mit steigender Frequenz abnimmt, ändert sich das Teilverhältnis des Spannungsteilers so, daß Spannungen hoher Frequenzen stärker herabgesetzt oder gedämpft werden als solche mit tiefer Frequenz. Wir symmetrieren die RC-Schaltung durch einen weiteren Widerstand und erhalten die Schaltung 199b.

Das Verhalten dieser Schaltung überprüfen wir in einem Experiment. Wir messen bei konstanter Generatorspannung die Ausgangsspannung, während die Frequenz von 100 Hz bis 20 kHz geändert wird. Das Verhältnis von Ausgangs- zu Eingangsspannung wird als Funktion der Frequenz grafisch dargestellt. Um den großen Frequenzbereich zu erfassen, ist die Achse logarithmisch geteilt. Für die Messung der Ausgangsspannung benötigen wir einen Wechselspannungsmesser mit möglichst hohem Innenwiderstand, um eine zu

starke Belastung der Schaltung und damit die Verfälschung der Meßergebnisse zu vermeiden. Aus den Meßwerten zeichnen wir Kurve a (Bild 200) und erkennen, daß die Teilschaltung b die Wechselspannung bei tiefen Frequenzen fast ohne Dämpfung überträgt. Mit wachsender Frequenz nähert sich der Übertragungsfaktor $k = \frac{U_a}{U_e}$ dem Wert Null. Dieses Verhalten wird verständlich, wenn wir beachten, daß der frequenzabhängige kapazitive Widerstand quer zum Signalweg liegt und daher bei hohen Frequenzen einen Nebenschluß bildet. Schaltungen mit solchem Frequenzverhalten bezeichnet man als *Tiefpaß*.

Im zweiten Versuch tauschen wir Widerstand mit Kondensator und erhalten die Schaltung auf Bild 199c. Wenn beim vorangegangenen Versuch die tiefen Frequenzen gut übertragen wurden, müßten es jetzt die hohen sein. Die Meßwerte und die daraus gezeichnete Kurve b bestätigt diese Vermutung. Die hohen

Frequenzen werden wesentlich weniger gedämpft als die tiefen. Daher bezeichnet man Schaltungen mit solchem Verhalten als *Hochpaß*.

Ein Resonanzverhalten, wie das vom Schwingkreis her bekannt ist, zeigen jedoch beide Schaltungen nicht. Fügen wir die beiden Teilschaltungen zu einer *Doppel-T-Schaltung* zusammen (Bild 201), so ist zu erwarten, daß sich die beiden Übertragungskurven überlagern. Bei richtiger Dimensionierung muß dann bei mittleren Frequenzen ein Bereich maximaler Dämpfung entstehen. Wir überzeugen uns von der Richtigkeit unserer Überlegungen durch eine weitere Messung. Das Meßergebnis bestätigt, es gibt für das Doppel-T-Filter eine Frequenz f_0 , bei der fast vollständige Dämpfung der Wechselspannung eintritt. Die besten Eigenschaften weist die Schaltung bei symmetrischem Aufbau auf. Dafür gelten die Bedingungen

$$R_1 = R_2 \quad R_3 = \frac{R_1}{2}$$

$$C_1 = C_2 \quad C_3 = 2 \cdot C_1$$

Im Experiment können wir diese Bedingungen am besten einhalten, wenn C_3 durch Parallelschaltung von zwei Kondensatoren mit dem Wert von C_1 und R_3 durch Parallelschaltung von zwei Widerständen mit dem Wert R_1 realisiert werden. Für dieses symmetrische Doppel-T-Filter läßt sich die Sperrfrequenz durch folgende einfache Beziehung berechnen:

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1}$$

Nun werden sicherlich einige Leser schon darüber nachdenken, was uns ein solches *Sperrfilter* nützt, das ja nur eine Frequenz sperrt, während alle anderen Frequenzen wenig oder gar nicht gedämpft übertragen werden. Für unsere Aufgabe brauchen wir aber gerade die Umkehrung dieses Verhältnisses. Eine Umkehrung oder Invertierung können wir jedoch erreichen, wenn wir das Doppel-T-Filter in den Gegenkopplungszweig, also zwischen Ausgang und invertierenden Eingang eines Operationsverstärkers legen. Bei der Frequenz f_0 tritt dann wegen der Sperrwirkung des Filters keine Gegenkopplung und damit volle Verstärkung auf, während im übrigen Frequenzbereich die Gegenkopplung voll wirksam ist und daher nur eine geringe Verstärkung zu erwarten

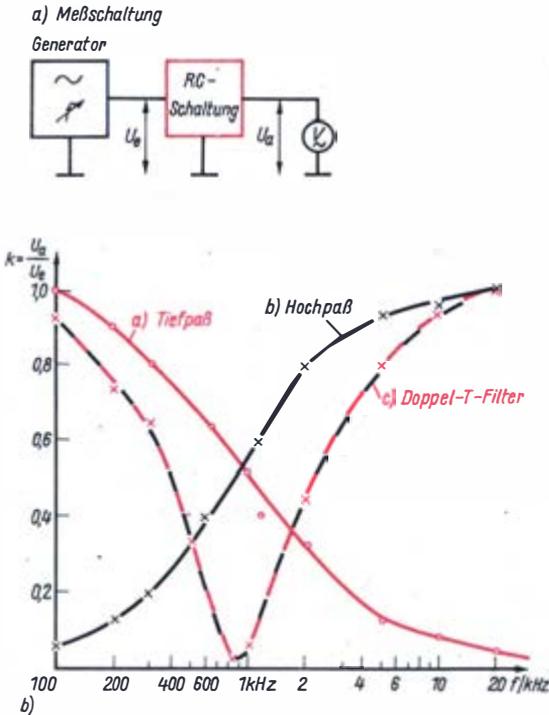


Bild 200. Frequenzverhalten der RC-Schaltung:
a) Meßschaltung,
b) Diagramm

ten ist. Eine Messung gibt uns Gewißheit. Wir verwenden dazu die Experimentierplatine für den Operationsverstärker und untersuchen die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung mit einem Doppel-T-Filter im Gegenkopplungszweig (Bild 202). Um eine Übersteuerung des Verstärkers zu vermeiden, setzen wir die Generatorspannung durch einen Spannungsteiler $10\text{ k}\Omega : 100\ \Omega$ auf $1/100$ herab. Das Ergebnis der Messung ist im Bild 203 dargestellt. Es läßt die gute Selektivität des Verstärkers erkennen. Durch den zum Filter parallel geschalteten Ein-

stellwiderstand R_4 können wir die Verstärkung und mit ihr die *Bandbreite* verändern. Man versteht darunter den Frequenzbereich Δf , in dem die Verstärkung von ihrem Maximalwert um den Faktor $\sqrt{2}$ abgesunken ist. Eine zweite Meßreihe mit verringertem R_4 beweist, daß dadurch die Dämpfung und die Bandbreite größer werden.

Schließen wir an den Eingang des OPV ein Mikrofon an, dann sind wir unserem Ziel einen bedeutenden Schritt nähergekommen. Der Verstärker liefert nur dann ein merkliches Ausgangssignal, wenn wir z. B. mit einer Pfeife einen Ton erzeugen, der etwa im Übertragungsbereich des OPV, also nahe bei der Sperrfrequenz des Filters liegt. Auf alle anderen Töne reagiert die Schaltung nicht. Mit der im Bild 202 angegebenen Dimensionierung des Doppel-T-Filters liegt die Ansprechfrequenz der Schaltung bei 880 Hz. Es wird dem Leser sicher keine Schwierigkeiten bereiten, mit Hilfe der angegebenen Formel die für die gewünschte Signalfrequenz erforderlichen Werte von R und C zu errechnen. Wir stellen die Verstärkung mit dem Einstellregler so ein, daß bei unserem „Kommandoton“ der OPV Signalamplituden von etwa 3 V bis 4 V liefert. Ist dies auch beim Maximalwert des Gegenkopplungswiderstands mit dem verwendeten Mikrofon nicht erreichbar, so werden wir noch einen zusätzlichen Verstärker nachschalten, der dann nicht mehr selektiv verstärken muß. Auf der Leiterplatte sehen wir für diesen Fall den Verstärkerteil doppelt vor. An das Mikrofon werden keine hohen Ansprüche gestellt. Recht gut eignet sich hier als akustisch-elektrischer Wandler auch ein Fernhörer oder ein Kleinlautsprecher wegen der recht großen, als Schallempfänger wirkenden Membranfläche.

Auf eine physikalisch begründete Besonderheit des Selektivverstärkers ist jedoch noch hinzuweisen. Die Schaltung reagiert leider auch dann, wenn ein beliebiges Geräusch oder ein Knall ausreichender Lautstärke erzeugt wird. Betrachtet man solch einen von einem Mikrofon gelieferten Schallimpuls auf dem Bildschirm des Oszillografen, so sieht man bei einem Geräusch oder einem Knall eine unregelmäßige Spannungs-Zeitfunktion, während bei Tönen weitgehend regelmäßige oder gar sinusförmige Signalspannungen erkennbar sind. Eine unregelmäßige Wechselspannung können wir uns jedoch stets aus einer Vielzahl

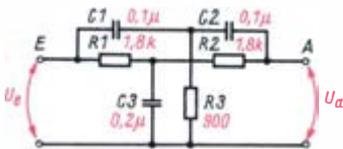


Bild 201. Doppel-T-Filter

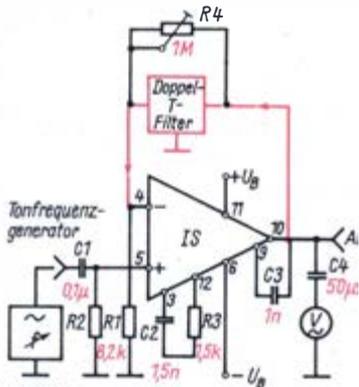


Bild 202. Operationsverstärker mit Doppel-T-Filter im Gegenkopplungszweig (Stromlaufplan)

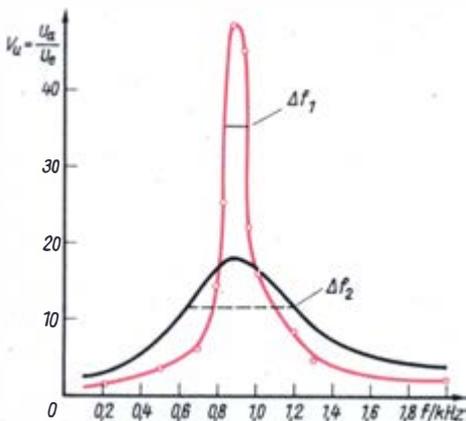


Bild 203. Frequenzverhalten der Schaltung von Bild 202

sinusförmiger Spannungen zusammengesetzt denken. Wenn unser Verstärker in diesem Gemisch den Frequenzanteil findet, auf den er durch das Doppel-T-Filter abgestimmt wurde, kann es durchaus vorkommen, daß die Steuerung durch einen Schallimpuls ungewollt ausgelöst wird. Diesen Mangel müssen wir jedoch in Kauf nehmen.

Die Schaltstufe steuert den Triac

Wenn der Verstärkerteil zufriedenstellend arbeitet, wenden wir uns der nächsten Baugruppe, der Schaltstufe, zu. Sie besteht aus einer der Zeitverzögerung dienenden monostabilen Kippstufe und einer als elektronischer Umschalter wirkenden bistabilen Kippstufe. Wie bereits erwähnt, soll die Verzögerungsschaltung verhindern, daß durch einen Kommandoton mehrere Schaltvorgänge ausgelöst werden. Die Schaltung der monostabilen Kippstufe, auch *Monoflop* genannt, ähnelt sowohl der uns bekannten astabilen Kippstufe als auch dem RS-Flipflop aus TTL-Gattern (Bild 204). Während der Ausgang des Gatters 2 direkt mit einem Eingang des ersten Gatters gekoppelt ist, erfolgt die Kopplung vom ersten zum zweiten Gatter kapazitiv. Das Verhalten dieser digitalen Grundschaltung untersuchen wir in einem Experiment etwas gründlicher. Die Schaltung bauen wir auf der IS-Experimentierplatte auf. Die Betriebsspannung liefert eine Flachbatterie 3R12 oder der Nickel-Kadmium-Akkumulator 4,8 V/500 mAh, die Potentiale an den Ausgängen der Gatter prüfen wir mit dem Pegelprüfer. Das Experiment hat folgendes Ergebnis:

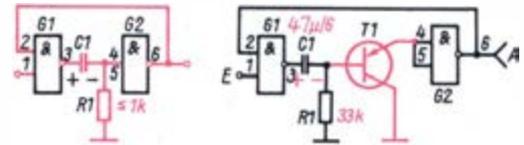
1. Im Ruhezustand hat der Ausgang von Gatter 2 H-Potential, weil seine Eingänge durch R_1 auf L-Potential gehalten werden. Durch die Rückkopplung von Ausgang G_2 zum Eingang von G_1 wird der Eingang G_1 auf H-Potential gehalten, wodurch Ausgang von G_1 L-Potential annimmt.

2. Wird der freie Eingang von G_1 kurzzeitig mit Masse verbunden, so **sinkt** die Spannung am Ausgang der Kippstufe sprunghaft auf L-Potential. Nach kurzer Verweilzeit wird der ursprüngliche Zustand wieder angenommen. Die Dauer des *instabilen* Zustands hängt von der Kapazität des Kondensators C_1 und dem Wert des Widerstandes R_1 ab. Es gilt annähernd $\tau = 0,69 \cdot R_1 \cdot C_1$. Da jedoch die Werte des

Widerstandes im Bereich von 100Ω bis $1 \text{ k}\Omega$ wählbar sind, können auch bei Einsatz von Elektrolytkondensatoren mit Werten bis $C = 470 \mu\text{F}$ nur Verzögerungszeiten von maximal $\tau \sim 0,33 \text{ s}$ erreicht werden.

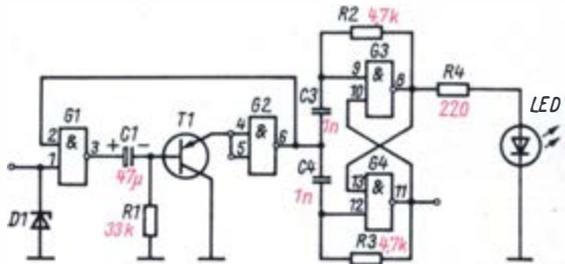
Aus diesem Grund wird zwischen die beiden NAND-Gatter ein npn-Transistor in Kollektorschaltung als *Widerstandswandler* eingefügt (Bild 205). Durch ihn können wir den Wider-

Bild 204. (links) Grundschaltung des monostabilen Multivibrators aus TTL-Gattern $\frac{1}{2}$ „D 100“ (7400)



G1 $\frac{1}{4}$ D100 (7400)
G2 $\frac{1}{4}$ D100 (7400)
T1 TUP

Bild 205. Monostabiler Multivibrator für lange Verzögerungszeiten



D1 Z-Diode/6V T1 TUP G1...G4 D100, 7400
OK Optokoppler MB 101
LED VQ A 12 o.ä.

Bild 206. Schaltstufe mit Verzögerungsschaltung

stand R_1 bis auf etwa $47 \text{ k}\Omega$ erhöhen, während am Eingang des zweiten NAND-Gatters nur der geringe Ausgangswiderstand des Transistors wirksam ist. Mit einer relativ kleinen Kapazität $C_1 = 47 \mu\text{F}$ lassen sich durch diese Schaltung Verzögerungszeiten von einigen Sekunden erreichen. Wie in der einleitenden Überlegung betont, muß der zeitverzögert auftretende Schaltvorgang gespeichert werden. Dazu eignet sich das *flankengetriggerte* Flipflop. Dieses Flipflop schalten wir dem Monoflop nach und erhalten die Schaltung von Bild 206. Der Ausgangsimpuls des Monoflop kippt mit seiner negativen Impulsflanke den Flipflop in den anderen Schaltzustand um. Zur Realisierung beider Schaltstufen genügt ein IS

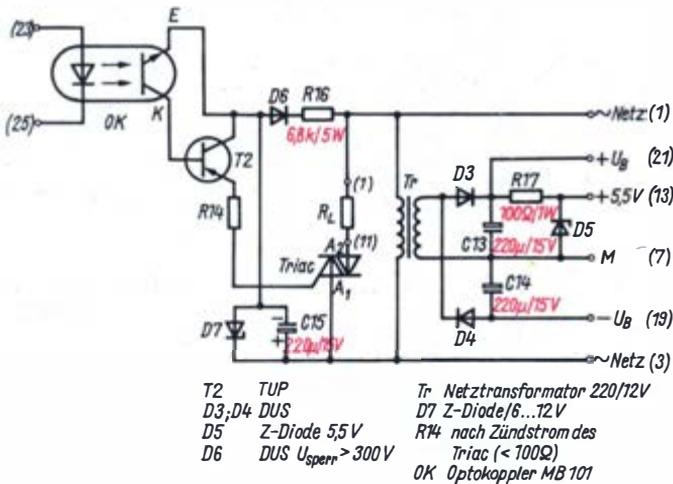


Bild 207. Triacschaltstufe (Stromlaufplan)

„D 100“ (7400). Das Zusammenwirken beider Stufen erproben wir auf der IS-Experimentierplatte. An den Ausgang des Flipflop schließen wir über einen Vorwiderstand eine Leuchtdiode an. Im fertigen Gerät wird dann die Leuchtdiode des Optokopplers vom Flipflop angesteuert. Die Schaltung arbeitet einwandfrei, wenn sich bei jedem Kippvorgang des Monoflop, verursacht durch L-Pegel am Eingang G_1 , der Schaltzustand der bistabilen Kippstufe ändert. Impulse, die während der Verzögerungszeit eintreffen, dürfen keinen Schaltvorgang auslösen.

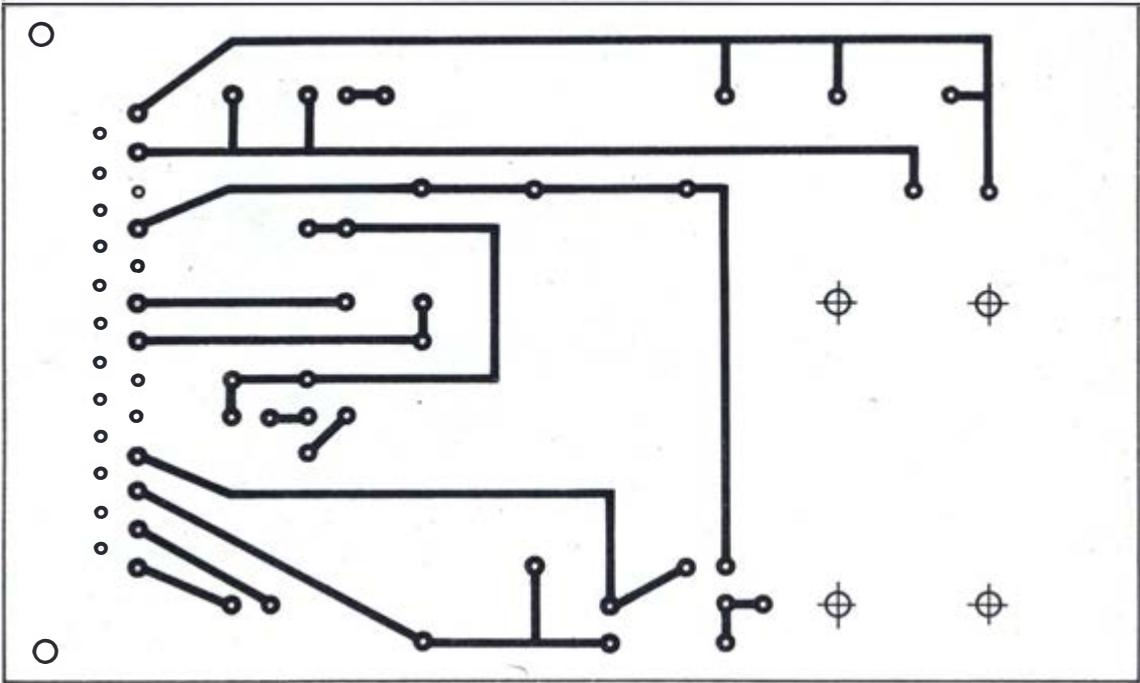
Der Triac ist unser Leistungsschalter

Die letzte noch fehlende Baustufe ist das Stellglied, das von der Schaltstufe gesteuert wird. Wir verwenden dazu wieder einen Triac. Die bistabile Kippstufe könnte den Triac über seine Steuerelektrode direkt ein- und ausschalten. Dazu wäre jedoch eine galvanische Verbindung von Steuerelektronik und dem mit der Netzspannung verbundenen Triac erforderlich. Wir schalten daher aus Sicherheitsgründen zur Potentialtrennung auch diesmal einen Optokoppler zwischen beide Teilschaltungen, ähnlich wie dies bei der automatischen Belichtungszeitsteuerung geschah. Auch hier muß der vom Fototransistor des Optokopplers gelieferte Strom durch einen Transistor verstärkt werden, um den für die Zündung des Triac erforderlichen Mindestwert des Steuerstromes zu erreichen. Die Betriebsspannung für beide

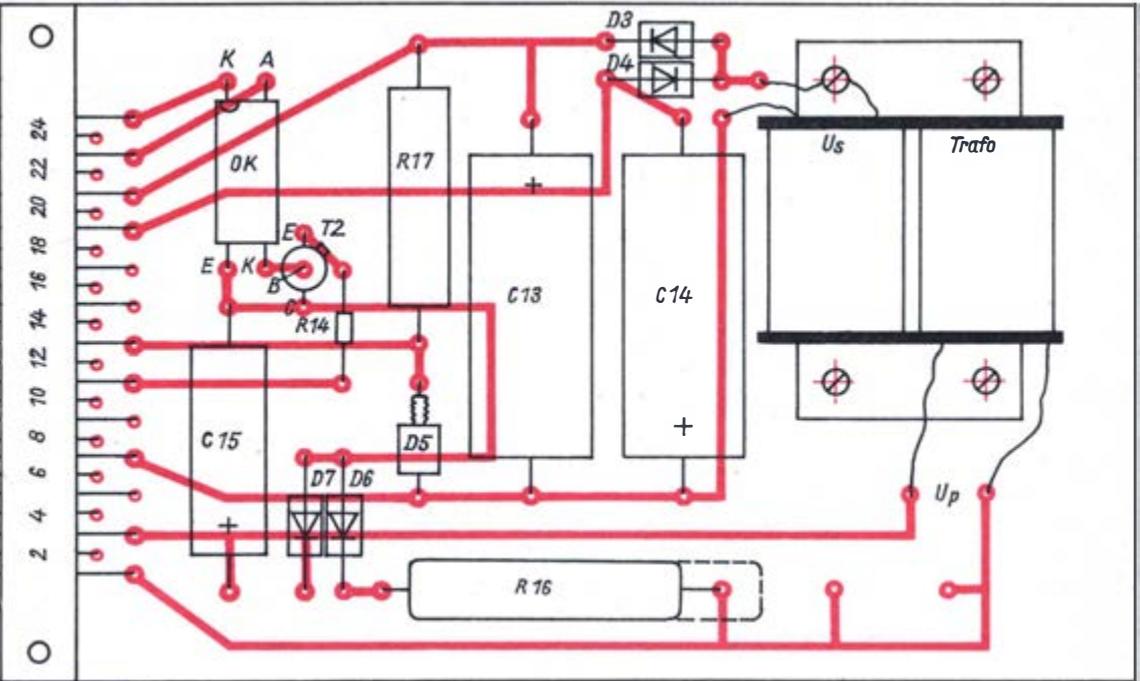
Transistoren gewinnen wir wieder direkt aus der Netzspannung durch Gleichrichtung und Stabilisierung (Bild 207). Um die sichere Trennung beider Stromkreise zu garantieren, werden für die mit Kleinspannung betriebene Steuerelektronik und für die netzverbundene Triacschaltung einschließlich Stromversorgung je eine Leiterplatte vorgesehen, die über Messerleisten miteinander verbunden werden. Die Betriebsspannung für den Operationsverstärker wird durch eine recht einfache Gleichrichterschaltung erzeugt. Die Symmetrie der beiden Spannungen ist gesichert, da beide Gleichrichterschaltungen von der gleichen Sekundärwicklung des Transformators gespeist werden. Die für den TTL-Schaltkreis erforderliche Betriebsspannung von etwa 5 V leiten wir aus der positiven Gleichspannung durch Stabilisierung ab.

Viele Bauelemente auf dieser Platine führen Netzspannung! Das Berühren verhindern wir durch eine isolierende Abdeckung. Leiterbahnen, die Netzspannung führen, müssen zueinander und zu anderen Leitungszügen einen Mindestabstand von 5 mm aufweisen. Aus dem gleichen Grund erfolgt die Zuführung der Netzspannung nicht über eng benachbarte Kontakte der Steckerleisten. Sicherheitshalber entfernen wir benachbarte Kontakte, damit ein größerer Abstand entsteht. Die Lötstellen an den Buchsenleisten sind durch Isolierschlauch vollständig abzudecken. Der Triac befindet sich nicht auf der Leiterplatte. Es wird in der Nähe der zu schaltenden Anlage montiert. Die

Bild 208. Leiterplatte der Triacschaltstufe:



a) Leiterseite.



b) Bestückungsplan

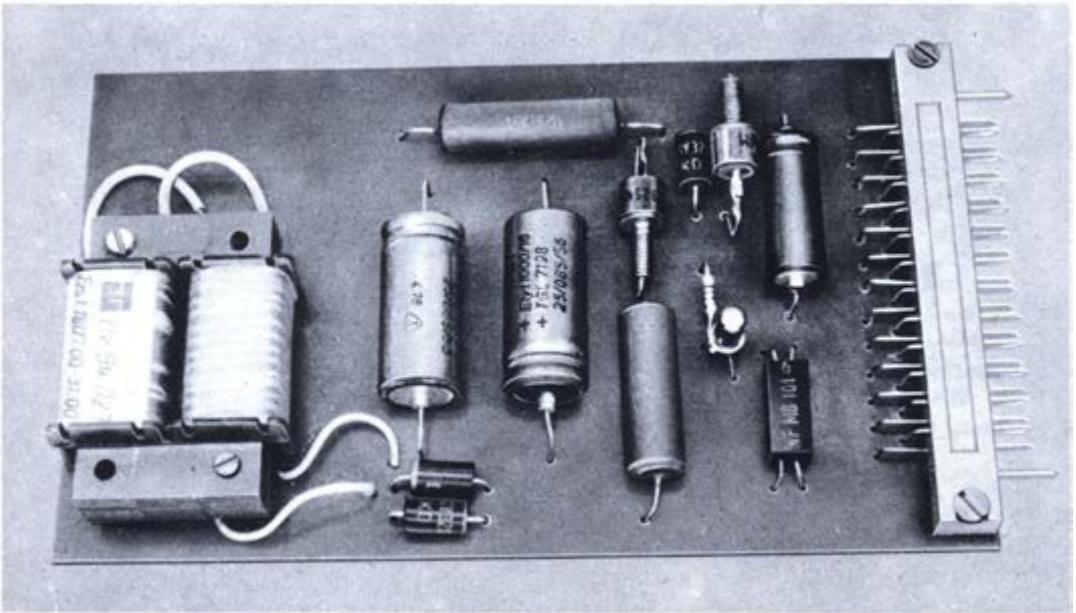


Bild 209. Musteraufbau der Triacschaltstufe

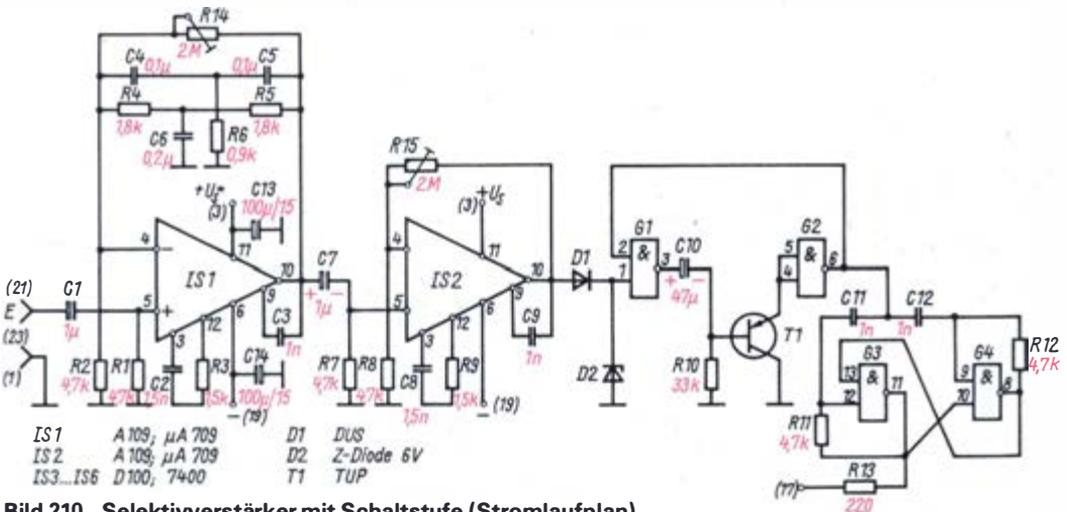


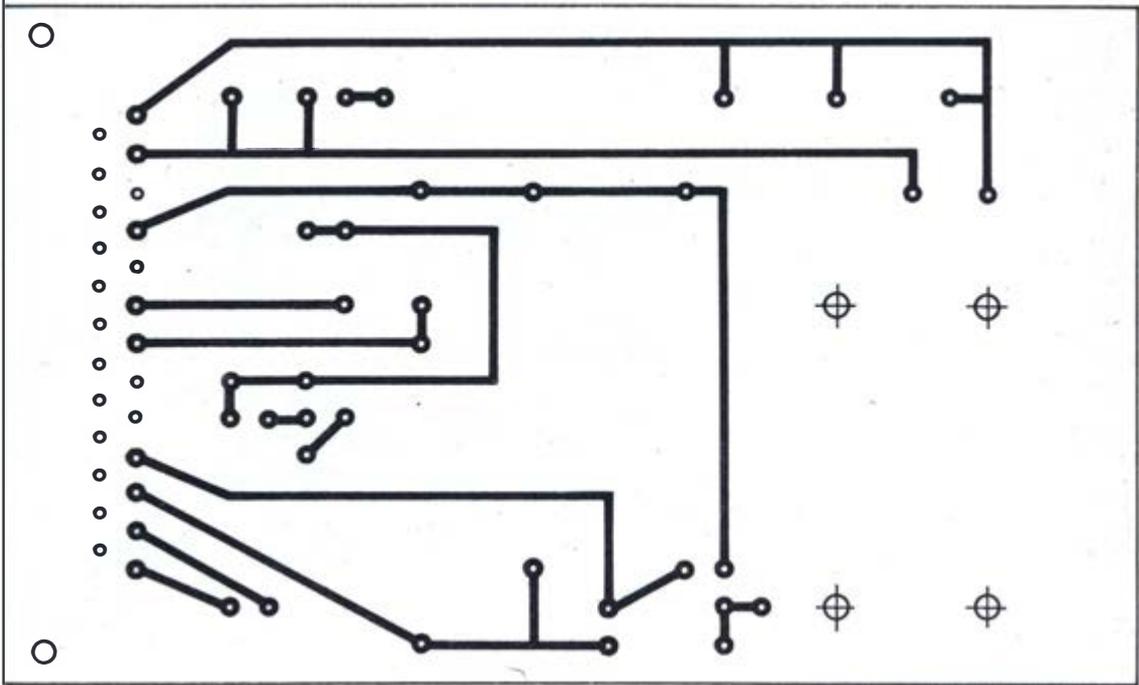
Bild 210. Selektivverstärker mit Schaltstufe (Stromlaufplan)

Steuerleitung vom Optokoppler zum Triac führt Netzspannung und muß gut isoliert sein!

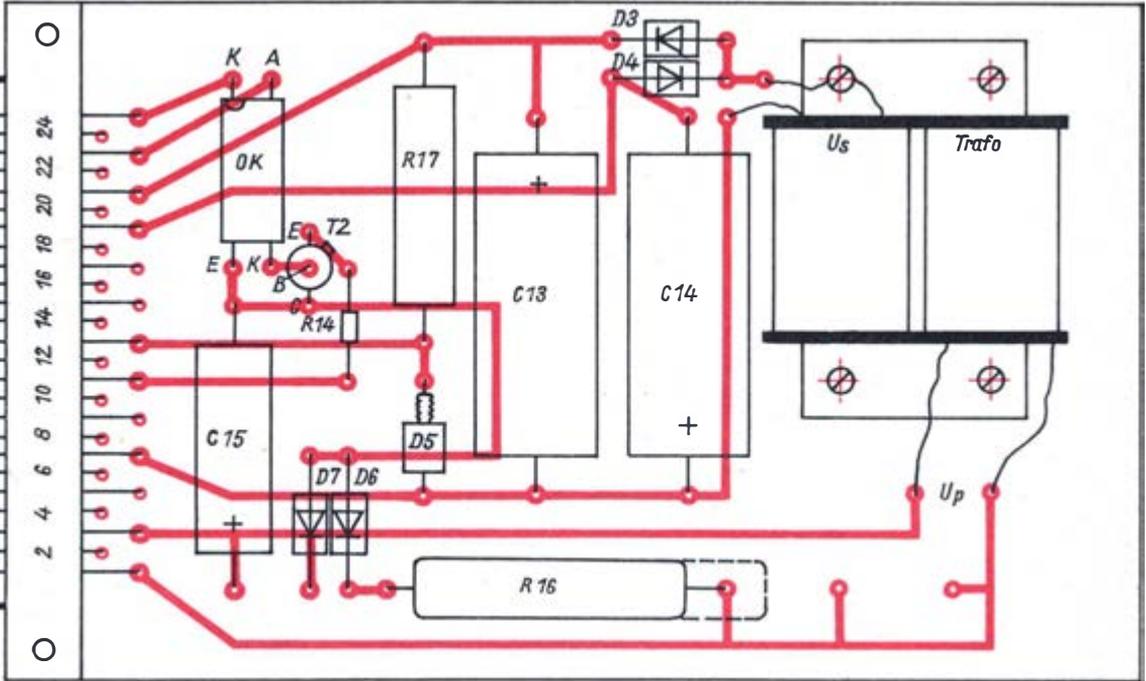
Wenn wir die Leiterplatte angefertigt haben, werden gemäß Bestückungsplan (Bild 208) die Bauelemente eingesetzt. Die Spannungen für den Operationsverstärker sollten zwischen 8 V bis 12 V liegen. Wegen der Belastung durch die Z-Diode und die TTL-Schaltkreise kann die positive Spannung ein wenig kleiner sein. Für TTL-Schaltkreise geben die Hersteller 5,25 V

als obere Grenze für die Betriebsspannung an. Diesen Wert sollten wir nicht überschreiten, ggf. muß die Z-Diode ausgetauscht werden. Die für die Triacsteuerung erforderliche Betriebsspannung ist unkritisch. Zu beachten ist, daß am Vorwiderstand R_{16} ein recht großer Spannungsabfall auftritt, der zu einer starken Erwärmung führt. Zu anderen temperaturempfindlichen Bauelementen muß daher ein hinreichend großer Abstand bleiben (Bild 209).

Bild 208. Leiterplatte der Triacschaltstufe:



a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

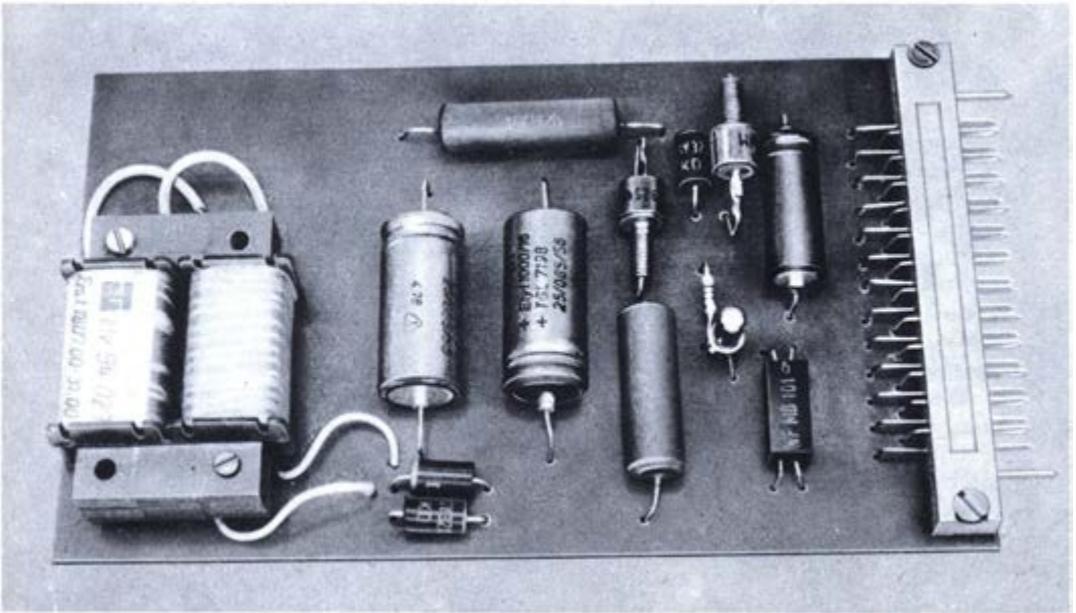


Bild 209. Musteraufbau der Triacschaltstufe

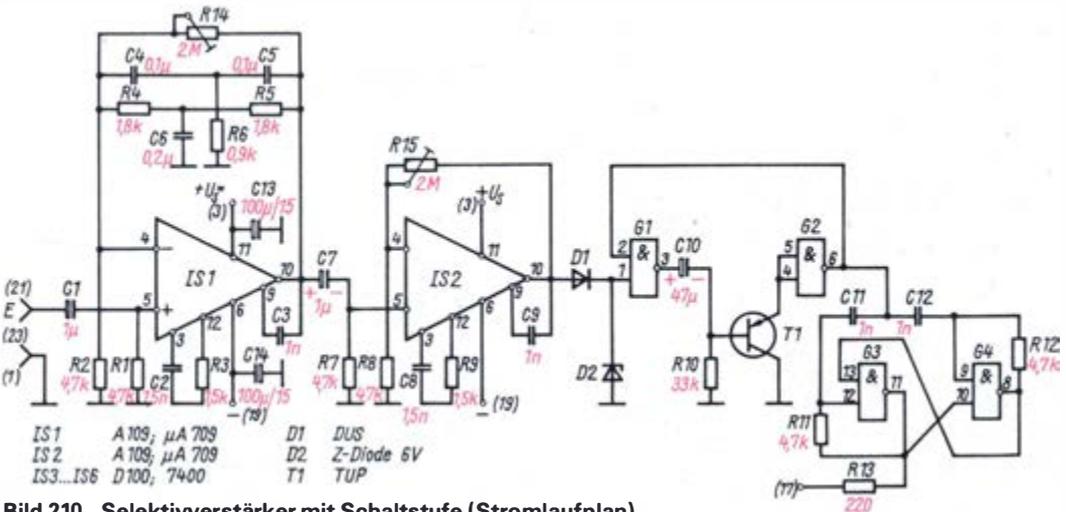


Bild 210. Selektivverstärker mit Schaltstufe (Stromlaufplan)

Steuerleitung vom Optokoppler zum Triac führt Netzspannung und muß gut isoliert sein!

Wenn wir die Leiterplatte angefertigt haben, werden gemäß Bestückungsplan (Bild 208) die Bauelemente eingesetzt. Die Spannungen für den Operationsverstärker sollten zwischen 8 V bis 12 V liegen. Wegen der Belastung durch die Z-Diode und die TTL-Schaltkreise kann die positive Spannung ein wenig kleiner sein. Für TTL-Schaltkreise geben die Hersteller 5,25 V

als obere Grenze für die Betriebsspannung an. Diesen Wert sollten wir nicht überschreiten, ggf. muß die Z-Diode ausgetauscht werden. Die für die Triacsteuerung erforderliche Betriebsspannung ist unkritisch. Zu beachten ist, daß am Vorwiderstand R_{16} ein recht großer Spannungsabfall auftritt, der zu einer starken Erwärmung führt. Zu anderen temperaturempfindlichen Bauelementen muß daher ein hinreichend großer Abstand bleiben (Bild 209).

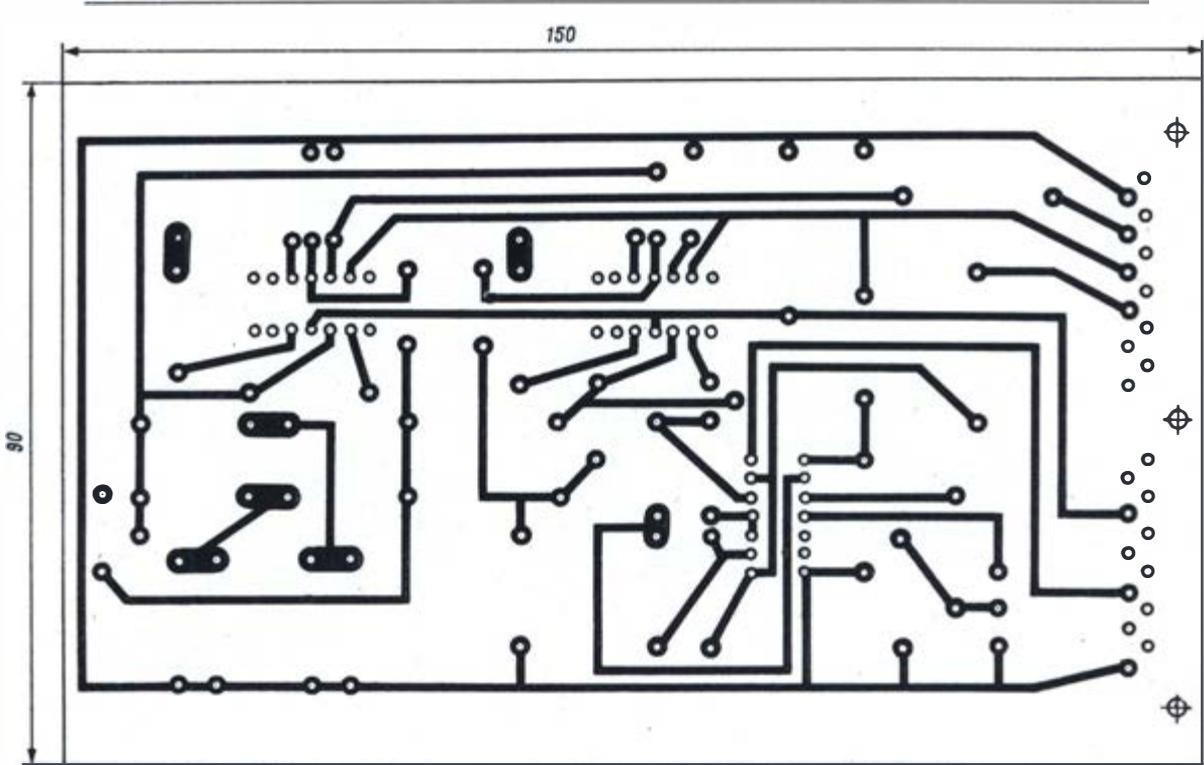
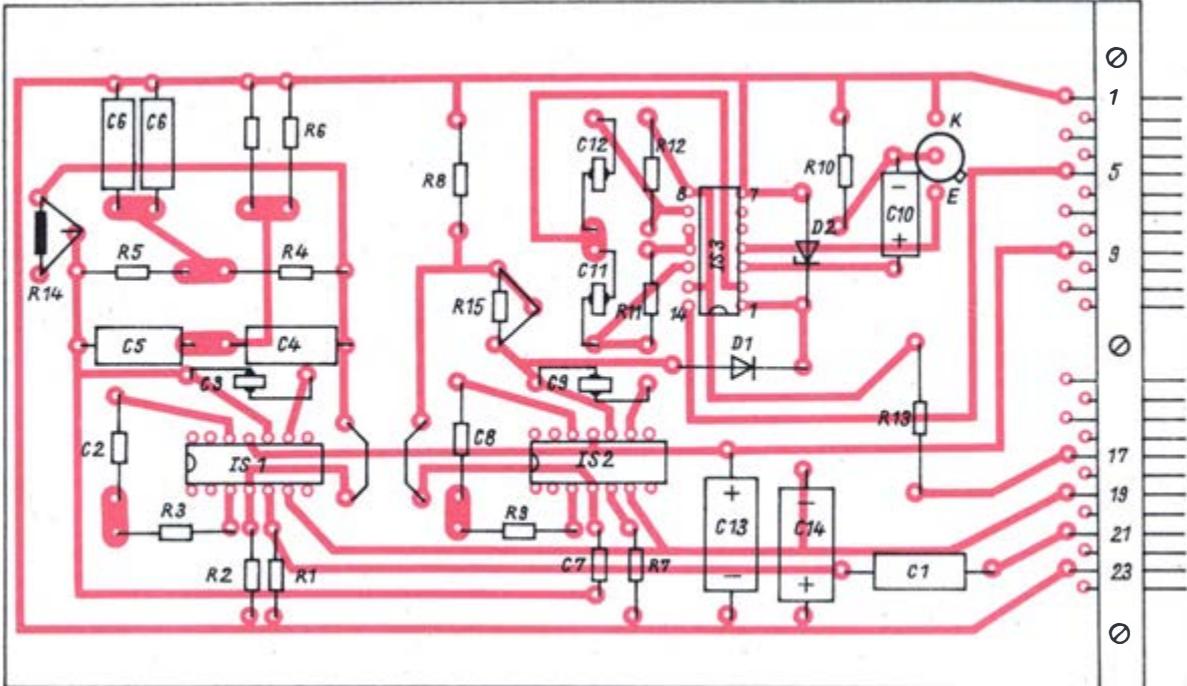


Bild 211. Leiterplatte des Selektivverstärkers mit Schaltstufe:

a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

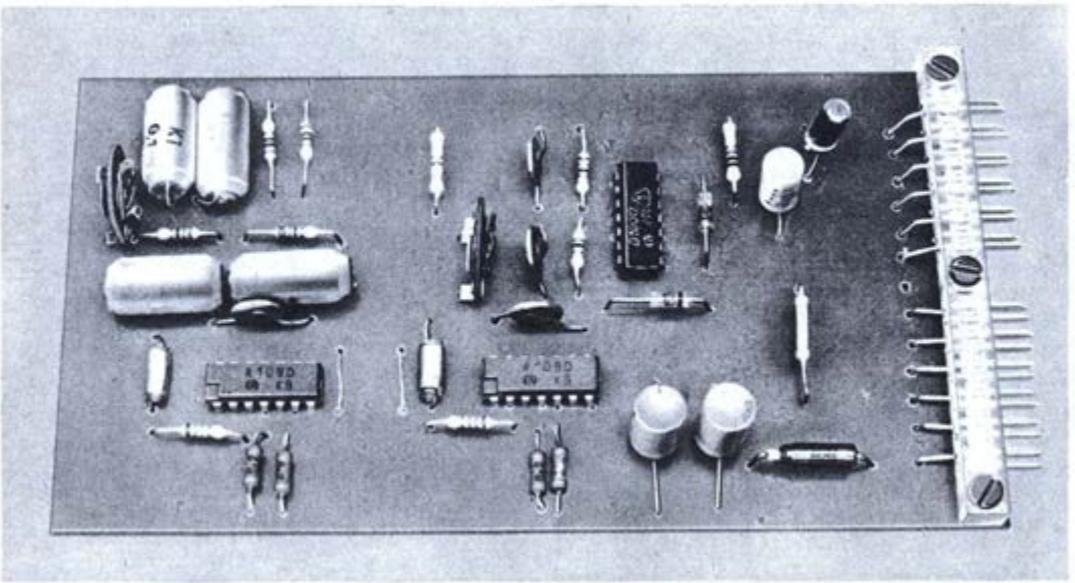


Bild 212. Musteraufbau des Selektivverstärkers mit Schaltstufe

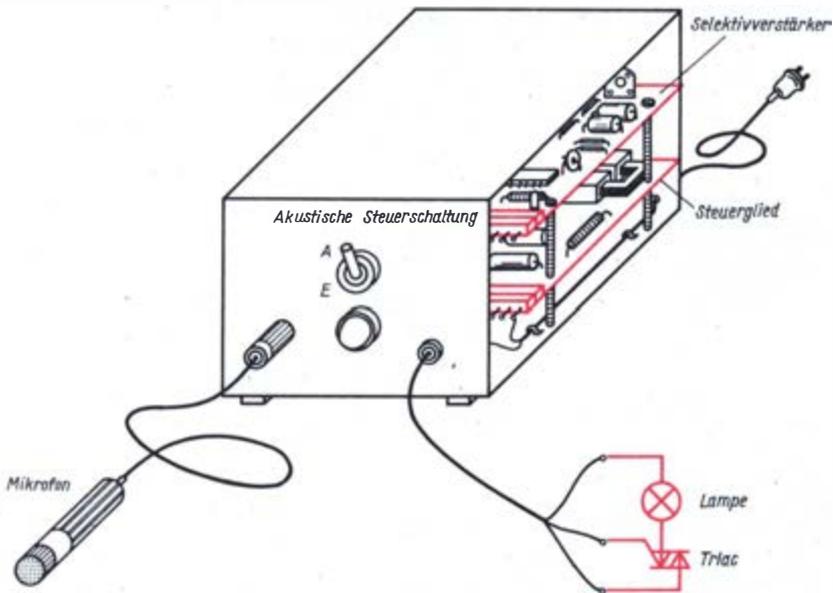


Bild 213. Vorschlag für den Aufbau der akustischen Steuerschaltung

Die zweite Leiterplatte enthält die zwei Signalverstärker, Verzögerungsschaltung und Umschalter (Bild 210). Die Dioden D_1/D_2 sichern, daß der Signaleingang des Gatters 1 der monostabilen Kippstufe kein negatives Potential annimmt und daß der positive Signalpegel den zulässigen Höchstwert nicht überschreitet.

Nach Fertigstellung der schon recht anspruchsvollen Schaltung der akustischen Steuerschaltung (Bild 211 und 212), die eine sorgfältige Arbeit erfordert, werden beide Leiterplatten zu einer Einheit mechanisch zusammengefaßt, wie das auf Bild 213 erkennbar ist. Dazu stellen wir vier Distanzstäbe aus Kunst-

stoff her, die an beiden Enden eine Gewindebohrung erhalten. Nachdem die Verbindungen zwischen den beiden Leiterplatten hergestellt wurden, kann die Erprobung des Gerätes erfolgen. Für die Überprüfung der Steuerelektronik verwenden wir den durchstimmbaren Tonfrequenzgenerator, der auf die Frequenz des Filters eingestellt ist. Als Lastwiderstand dient eine Glühlampe für Netzspannung. Wenn wir durch einen Schalter oder eine Drucktaste die Verbindung zwischen Tongenerator und Steuerschaltung kurzzeitig herstellen, muß die Lampe ein- oder ausgeschaltet werden. Wir erhöhen die Verstärkung durch die Gegenkopplungswiderstände, bis eine Signalspannung von etwa 10 mV zum Ansteuern genügt.

Wer sich nicht zum Selbstbau eines durchstimmbaren Tongenerators entschließen konnte, kann einen einfachen Prüfgenerator unter Verwendung der IS „D 100“ (7400) auf-

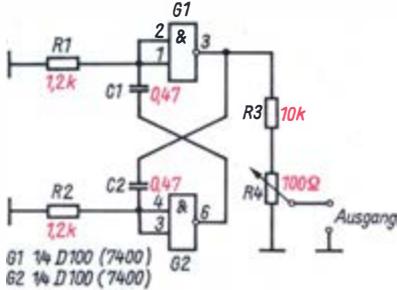


Bild 214. Einfacher Signalgenerator für 880 Hz aus 1/2 „D 100“ (7400)

bauen (Bild 214), der die erforderliche Signalfrequenz liefert. Da das NF-Signal dieses Generators eine Amplitude von $U_{NF} \approx 4 \text{ V}$ aufweist, würde dieses Signal den Selektivverstärker restlos übersteuern. Wir reduzieren deswegen die Amplitude durch einen Spannungsteiler auf etwa 10 mV. Wenn sich die Steuerschaltung durch die Signalspannung sicher ein- und ausschalten läßt, ersetzen wir den Generator durch ein geeignetes Mikrofon, das wir über eine abgeschirmte Leitung an den Verstärkereingang anschließen.

Schließlich müssen wir die Verstärkung so einstellen, daß die Schaltung nicht schon bei jedem Nebengeräusch, dafür aber sicher bei jedem Kommandoton anspricht. Damit können wir unsere akustische Steuereinrichtung in Betrieb nehmen. Wir überlassen es der Phantasie des Lesers, geeignete Vorgänge zu finden, die durch diese Schaltung auf ein akustisches Kommando hin ausgelöst werden. Verzichtet man darauf, die Schaltung selektiv zu machen (dies geschieht einfach, indem das Doppel-T-Filter weggelassen wird), dann reagiert die Schaltung auf jedes Geräusch. Ein Zuruf oder einmaliges Klatschen der Hände genügt, um Türen zu öffnen, das Licht oder das Radio ein- oder auszuschalten. Es lohnt sich auch, darüber nachzudenken, wo in Industrie, Technik oder im Verkehr durch Anwendung der akustischen Steuerung eine Erleichterung oder Rationalisierung der Arbeit möglich wäre.

Wir steuern den Gleichstrommotor

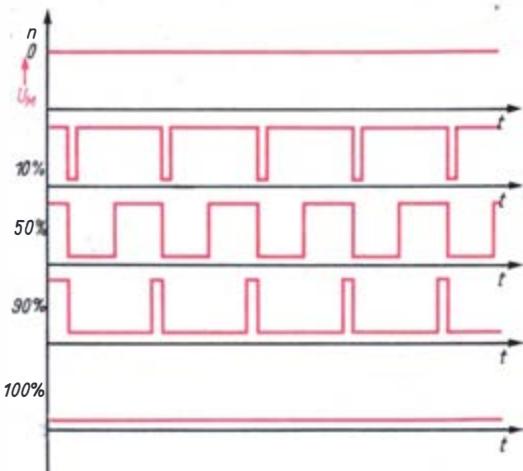
Bevor wir an den Entwurf der nächsten Experimente und Schaltungen gehen, überlegen wir noch einmal, welche Schlußfolgerungen aus den vorangegangenen Experimenten zu ziehen sind. Der große Vorteil der Triacsteuerung besteht gerade darin, daß wir die Leistungsaufnahme eines Lastwiderstandes stufenlos zwischen 0 und 100% steuern können. Diese Variation der Leistungsaufnahme wird durch Veränderung der *Spannungsimpulsbreite* erzielt. Der weitere Vorteil der Impulssteuerung, in der Literatur auch als *Pulsweitensteuerung* bezeichnet, besteht darin, nur sehr geringe Verluste zu verursachen. Mit dem Triac könnten wir die Leistungsaufnahme und damit auch die Drehzahl eines Wechselstrommotors steu-

ern. Wegen des Zündverhaltens des Triac ist dieses Verfahren jedoch beim *Gleichstrommotor* nicht anwendbar. Da der Gleichstrommotor in der Steuer- und Regeltechnik wegen seines günstigen Steuerverhaltens für Drehzahl und Drehrichtung eine bedeutende Rolle spielt, müssen wir eine andere Lösung für die verlustarme Steuerung der Leistungsaufnahme und damit natürlich auch der Leistungsabgabe im Bereich $P_{ab} = 0 \dots 100\%$ entwickeln. Dabei können wir die mit der Pulssteuerung gewonnenen Kenntnisse anwenden. Unsere Aufgabe besteht also darin, aus der Gleichspannung des Motors steuerbare Spannungsimpulse zu erzeugen. Wenn wir die Motorspannung von 0 bis 100% über die Impulsbreite steuern, wür-

den sich damit auch Leistungsaufnahme und -abgabe bzw. die Drehzahl auf entsprechende Werte einstellen. Die mechanische Trägheit des Motors und die Ankerinduktivität bewirken, daß sich bei der Impulssteuerung an den Motorklemmen eine mittlere Spannung einstellt und der Motor gleichmäßig läuft. Voraussetzung dafür ist eine genügend hohe Impulsfrequenz. Wenden wir diese Art der Steuerung beim Gleichstrommotor mit Dauermagneterregung an, können wir zwei weitere Vorteile nutzen. Zwischen Klemmenspannung am dauermagneterregten Gleichstrommotor und Drehzahl besteht ein annähernd linearer Zusammenhang. Mit der Steuerung der Klemmenspannung steuern wir also gleichzeitig die Motordrehzahl (Bild 215). Die Motorspannung wird dabei nur über das Impuls-Pause-Verhältnis, auch als Tastverhältnis bezeichnet, bei konstanter Impulsfrequenz geändert. Der zweite Vorteil, den der dauermagneterregte Gleichstrommotor bietet, besteht in der einfachen Form der Drehrichtungsumkehr. Polen wir die Klemmenspannung um, ändert sich die Drehrichtung. Damit können wir den Gleichstrommotor mit einem einfachen Umpolschalter von Rechts- auf Linkslauf bzw. umgekehrt umsteuern.

Die genannten Eigenschaften Umsteuerbarkeit und günstiges Drehzahlstellverhalten sind die Forderungen, die Stellantriebe für Steuer- und Regelschaltungen erfüllen müssen. Wir werden den Gleichstrommotor jedoch nicht

Bild 215. Impulsdigramm der Motorspannung für ausgewählte Tastverhältnisse



nur in Stellgliedern von Steuer- oder Regelstrecken verwenden, sondern auch für Antriebe von Modellautos, -schiffen oder -eisenbahnen. Bei Modellen sind es vor allem die Fahrtgeschwindigkeit und Fahrtrichtung, die gesteuert werden sollen. Die nächste Aufgabe besteht darin, diese Vorüberlegungen in eine elektronische Schaltung umzusetzen. Diese Steuerschaltung wird aus den Gliedern der Steuerkette (Bild 137) bestehen. Als Stellglied entwickeln wir einen Impulsgenerator mit einstellbarem Tastverhältnis. Dieser steuert über einen elektronischen Schalter (Verstärker) den Elektromotor als Steuerstrecke (Bild 216).



Bild 216. Blockschaltbild der Motorsteuerung

Wir erproben den Impulsgenerator

Die Eigenschaften, die der Impulsgenerator haben soll, können wir von Bild 215 ablesen. Zur Motorsteuerung müssen am Ausgang des Impulsgenerators mit der Führungsgröße w die Signalzustände als Tastverhältnis von 0 bis 100% analog einstellbar sein. Für diesen Impulsgenerator, dessen Tastverhältnis über einen derartig weiten Bereich einstellbar sein muß, ist ein astabiler Multivibrator mit komplementären Transistoren geeignet. Einen solchen Impulsgenerator untersuchen wir zunächst experimentell.

Die Schaltung von Bild 217 bauen wir auf der Experimentierplatte auf. Die Leuchtdiode ermöglicht es, die Impulszeiten mit der Stoppuhr zu messen. Mit R_1 können wir das Tastverhältnis in der geforderten Weise einstellen. Der Wert von R_2 beeinflusst die Impulsfrequenz. Bei genauer Beobachtung stellen wir fest, daß sich mit dem Tastverhältnis auch die Frequenz etwas ändert, aber das ist für die spätere Anwendung unwichtig. Der Impulsgenerator besitzt eine vorteilhafte Eigenschaft, sein Ausgang ist hoch belastbar, ohne daß zu starke Rückwirkungen auf Impulsform, -frequenz oder Tastverhältnis eintreten. So können

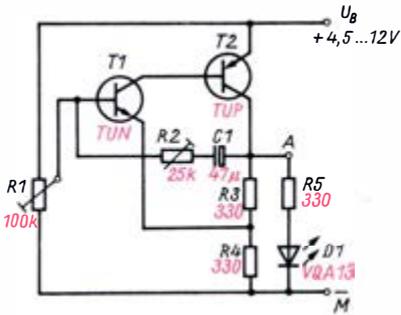


Bild 217. Impulsgenerator mit einstellbarem Tastverhältnis für lange Impulszeiten

wir zum Beispiel zwischen A und M eine Glühlampe 6 V/0,1 A anschalten. Allerdings sollte T_2 dann ein Typ mit $I_{Cmax} = 600$ mA sein. Wir können den Impulsgenerator auch zur Schaltung von Bild 217 komplementär aufbauen (Bild 218). An den Ausgang schalten wir einen Lautsprecher und kontrollieren die Impulsfrequenz akustisch. T_2 muß dann ein Typ mit $I_{Cmax} = 600$ mA sein und erhält bei Dauerbetrieb einen Kühlstern. Werden beide Impulsgeneratoren hintereinandergeschaltet, so daß Generator 1 die Betriebsspannung von Generator 2 taktet (U_B von Generator 2 an A von Generator 1), erhalten wir eine Sirene für das Modellauto. Als Steuerglied für die Motorsteuerung

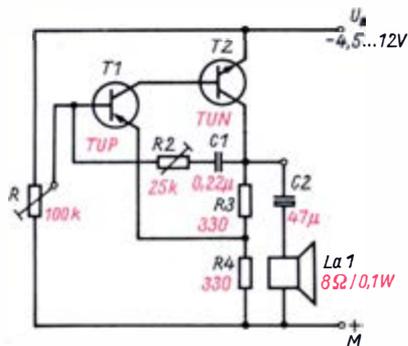


Bild 218. Impulsgenerator mit einstellbarem Tastverhältnis für kurze Impulszeiten (akustische Kontrolle)

ung ist diese vielseitig verwendbare Generatorschaltung ebenfalls gut geeignet. Die Führungsgröße w als Winkel oder Stellweg am Potentiometer R_1 beeinflusst in der gewünschten Weise die Steuerimpulse. Zur Motorsteuerung müssen wir diese Impulse noch ausreichend verstärken.

Wir bauen den Drehzahlsteller

Da zur Motorstromsteuerung bereits Rechteckimpulse am Generatorausgang anliegen, ist es möglich, damit einen elektronischen Schalter direkt zu steuern. Der elektronische Schalter übt dann gleichzeitig die Funktion des Leistungsverstärkers aus. Als elektronischer Schalter arbeiten zwei direkt gekoppelte Transistoren in Tandemschaltung. Der Transistor, der den Motorstrom schaltet, muß ausreichend belastbar sein. Der Wert von I_{Cmax} richtet sich nach dem angeschlossenen Motor. Auf jeden Fall gilt $I_{Cmax} > I_{Mot}$ auch für stark abgebremsten, d. h. überlasteten Motor. Nach diesen Überlegungen können wir den Stromlaufplan für den Drehzahlsteller entwerfen (Bild 219). Das Steuerglied wird von der Impulsgeneratorschaltung (Bild 217) gebildet. Das Potentiometer zur Frequenzvariation wurde weggelassen, da der Drehzahlsteller mit annähernd konstanter Impulsfrequenz arbeiten soll. Um den Stellbereich etwas zu erweitern und die Impulsform zu verbessern (Bild 220 und 221), wurde die Schaltung durch Spannungsteiler weiter verfeinert. Neu ist die Diode D_1 , sie dient als *Schutzdiode* und wird auch als *Freilaufdiode* bezeichnet. Sie schließt die bei der Stromwendung im Motor entstehenden Spannungsspitzen kurz und schützt damit den Leistungstransistor T_4 gegen Spannungsdurchschlag. In der angegebenen Bestückung können mit dem Drehzahlsteller Ströme bis 10 A gesteuert werden. Treten im konkreten Fall kleinere Ströme auf, dabei sollten wir immer vom möglichen Maximalstrom ausgehen (volle Spannung und Motor blockiert), kann die Endstufe mit T_3 und T_4 schwächer dimensioniert werden. Der Emitterstrom von T_3 muß immer so groß sein, daß T_4 damit voll durchgesteuert werden kann. Die Schaltung bauen wir auf einer Leiterplatte auf (Bild 222 und 224).

Ehe wir an den praktischen Aufbau des Gerätes gehen, müssen wir aber noch ein anderes Problem lösen. Ein Rechenbeispiel ergibt $P_V = U_{CE\text{Rest}} \cdot I_C = 0,75 \text{ V} \cdot 10 \text{ A} \approx 7,5 \text{ W}$, so daß trotz Impulssteuerung noch etwa 7,5 W Verlustleistung bei $I_{Mot} = 10 \text{ A}$ auftreten. Diese Wärmeleistung reicht aus, einen Transistor zu zerstören. Die Schlußfolgerung daraus ist, wir müssen die im Leistungstransistor T_4 entstehende Wärme abführen. Dies geschieht, in-

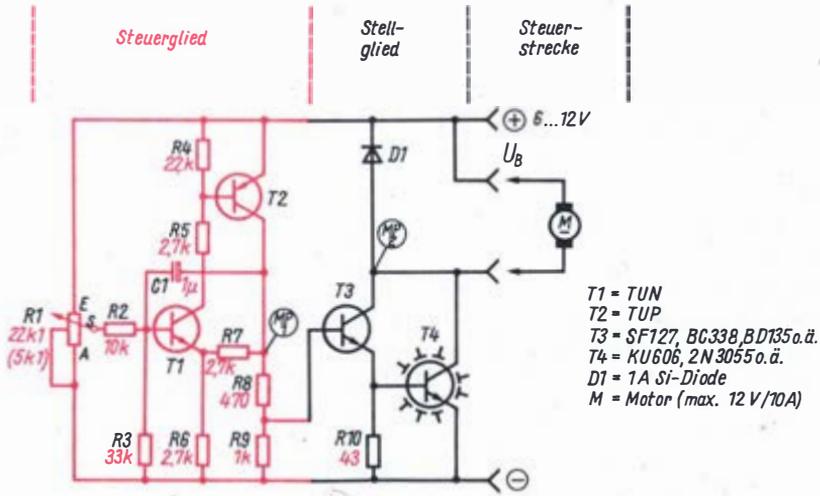
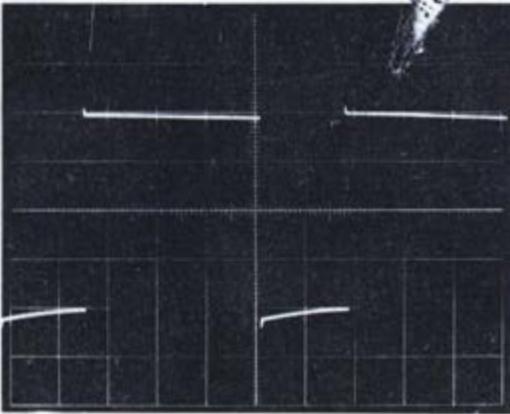
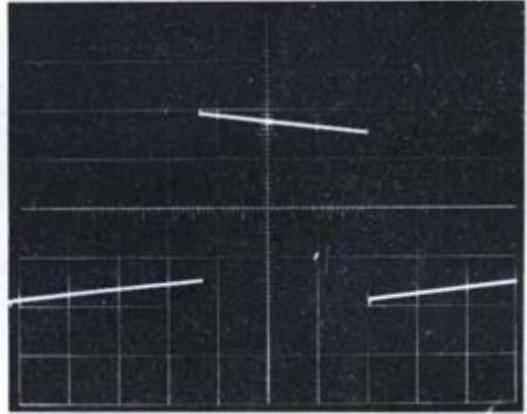


Bild 219. Drehzahlsteller (Str. 219.1)

Bild 220. Oszillogramme der Motorsteuerung:



a) Spannung an MP 2 für Anlauf,



b) Spannung an MP 2 für halbe Drehzahl

dem wir ihn gesondert von der übrigen Schaltung auf einen *Kühlkörper* montieren. Da der Drehzahlsteller als Gerät aufgebaut wird, bilden wir das Gehäuse als Kühlkörper aus. Es hat sich bewährt, den Deckel des Gehäuses aus 1-mm-Alu-Blech anzufertigen. Der Endstufentransistor T_4 wird fest mit diesem Blechdeckel verschraubt, so daß ein guter Wärmeübergang gewährleistet ist (Bild 223). Dabei müssen wir beachten, daß der Kollektor von T_4

leitend mit dessen Gehäuse verbunden ist. Dieses Gehäuse und demzufolge auch der Deckel aus Alu-Blech dürfen dann nicht mit anderen spannungsführenden Teilen in Berührung kommen. Das bedeutete Kurzschluß und damit Schädigung von T_4 . T_4 darf so heiß werden, daß wir ihn nicht mehr anfassen können, ohne daß der Transistor Schaden erleidet. Gegen Kurzschlüsse oder Überspannungen ist er sehr empfindlich (Schutzdiode). Die Motor-

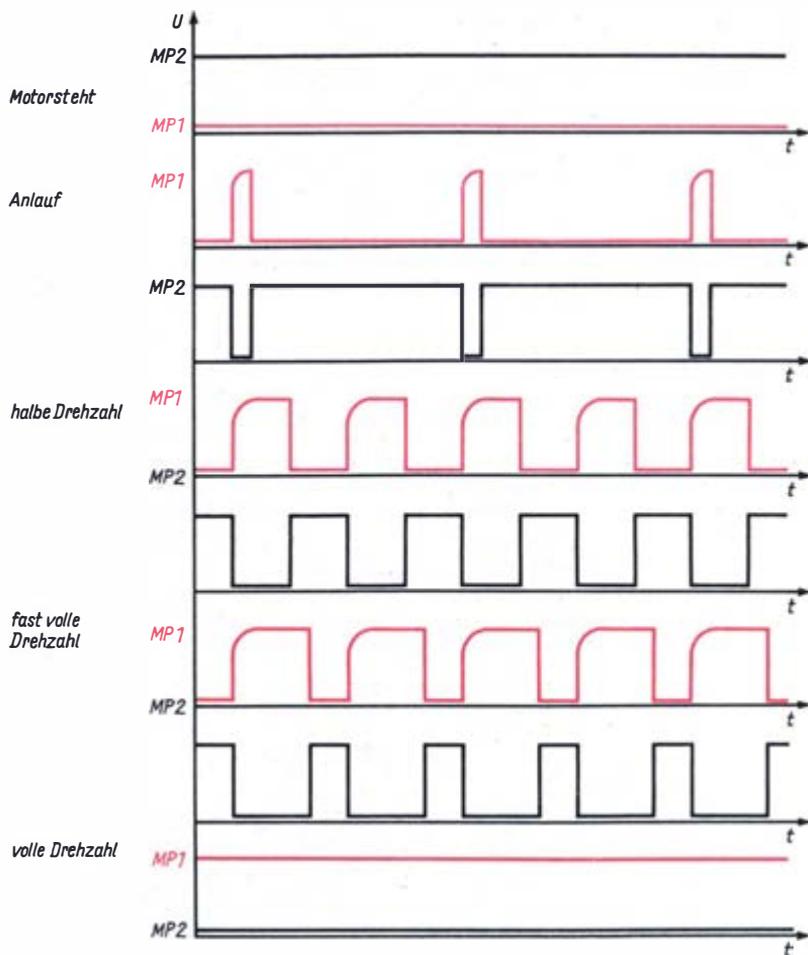


Bild 221. Impulsdiagramm des Drehzahlstellers

steuerung bauen wir als kompaktes Gerät auf (Bild 225). Im Muster ist R_1 ein Schiebepotentiometer $22\text{ k}\Omega$. Um einen kleinen Stellweg für die Anwendung bei der Modellfernsteuerung zu erhalten, wurde nach einem Viertel der Widerstandsbahn, also bei ca. $5\text{ k}\Omega$, eine Anzapfung angebracht. Für andere Anwendungen, z. B. Modelleisenbahn, ist ein größerer Stellweg zur feinfühligsten Steuerung günstiger, dann sollte R_1 ein Potentiometer in Schiebender- oder Drehausführung mit $4,7\text{ k}\Omega$ sein.

Beim Einbau der Motorsteuerung in ein geschlossenes Gerät oder Modell müssen wir

darauf achten, daß die Kühlluft ungehindert Zutritt zum Transistor T_4 und in das Gehäuse hat. Die Kühlluft soll zirkulieren, besser noch nach außen entweichen können. Natürlich richtet sich das Maß der Kühlung nach der Belastung des Endstufentransistors. Bei der Anwendung zur Motorstromsteuerung in einem Auto- oder Schiffsmodell kann der Schieber des Sollwertgebers R_1 von einem Servo (Rudermaschinen) gestellt werden. Den Drehzahlsteller werden wir dann zusammen mit der Fernsteueranlage in einem Schiffsmodell erproben.

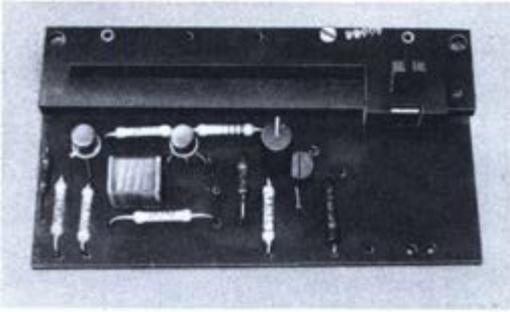


Bild 224. Musteraufbau der bestückten Leiterplatte des Drehzahlstellers



Bild 225. Musteraufbau des Drehzahlstellers

Die Ablaufsteuerung wird programmiert

Die bisher entwickelten Steuerungen waren *Kommandosteuerungen*. Das Kommando bildet die Führungsgröße, die in den Sollwertgeber eingespeist wurde. Wenn wir eine Steuerung entwickeln, die nach einem eingegebenen *Programm* arbeitet, wird sie damit von unserer Betätigung unabhängig. Diese programmierte oder automatisierte Form der Steuerung von Prozessen ist die Vorstufe zur Regelung. Wir werden drei einfache Varianten der *Ablaufsteuerung* entwickeln und dabei deren typische Merkmale kennenlernen. Damit haben wir dann das Rüstzeug, auch andere Ablaufsteuerungen selbst zu entwerfen.

Das Programm einer Steuerung ist ein vorgegebener logischer Ablauf von Funktionen, der nach einem Zyklus wiederholbar ist. Mit der Bezeichnung „logischer Ablauf“ ist auch der Anknüpfungspunkt für die Schaltungslösung einer programmierten Steuerung gegeben.

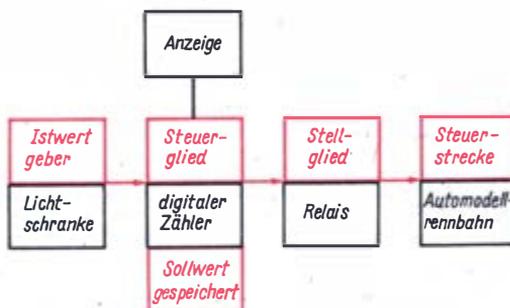
ben, es sind die logischen Schaltungen. Da es sich je nach Anwendungsfall um einfache, jedoch auch kompliziertere logische Verknüpfungen handelt, werden wir die zunächst nur formulierten mathematischen Zusammenhänge der logischen Algebra anwenden und damit Schaltungen optimieren. Die erste Anwendung der Ablaufsteuerung ist die Autorennbahnsteuerung, die wir aus bereits entwickelten Funktionsgruppen aufbauen können.

Die Autorennbahnsteuerung – Beispiel für eine Ablaufsteuerung

Die Autorennbahnsteuerung entwickeln wir als programmierbare Steuerung und benutzen sie gleichzeitig als Anzeige. Je nach eingegebenem Programm ist der Ablauf eines Automodellrennens auf der Heimrennbahn nach 20, 40 oder 80 Runden des führenden Fahrzeugs beendet. Zu diesem Zweck rüsten wir jede Fahrbahn mit einer Lichtschranke aus. Diese Lichtschranke ist der Sollwertgeber für die Steuerung. Steuerglied ist eine digitale Zählschaltung, die bei Erreichen der programmierten Rundenzahl das Stellglied, ein Relais, betätigt (Bild 226). Das Relais schaltet die Fahrspannung der Steuerstrecke Autorennbahn ab. Gestartet wird das Rennen mit einer Taste, die gleichzeitig den Zähler auf Null setzt.

Den Stromlaufplan der Autorennbahnsteuerung entwickeln wir aus bereits bekannten

Bild 226. Blockschaltbild für Autorennbahnsteuerung



4. Steuerungstechnik

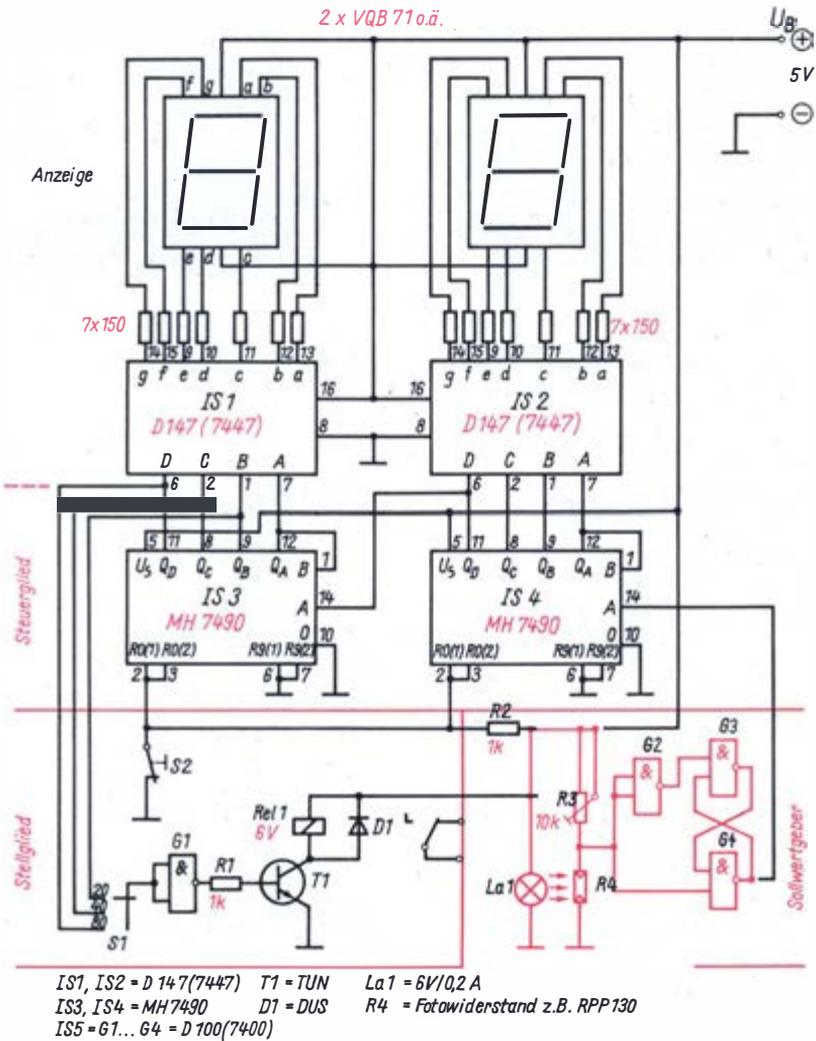


Bild 227. Autorennbahnsteuerung (Stromlaufplan)

Schaltungsdetails (Bild 227). Die von der Lichtschranke (L_1 und R_4) erzeugten Lichtimpulse werden von $G_2...G_4$ in $IS 5$ zum Sollwert gefolgt. G_3 und G_4 sind als Flipflop und G_2 als Negator geschaltet. Trifft der Lichtstrom den Fotowiderstand R_4 , so ist dieser niederohmig, so daß der Eingang von G_2 und G_4 auf L liegt. Fährt ein Modell durch die Lichtschranke, wird R_4 hochohmig, an G_2 und G_4 liegt H. Das Flipflop G_3/G_4 schaltet um und gibt einen Zählimpuls an die erste Zählstufe. Der Wechsel von L auf H schaltet auch G_2 um, am Ausgang tritt ein HL-Sprung auf, der aber kann

das Flipflop nicht umschalten. Das Rücksetzen des Flipflop erfolgt erst, wenn das Modell die Lichtschranke passiert hat, R_4 niederohmig ist und damit der Eingang von G_2 von H auf L geht. Am Ausgang von G_2 tritt dann ein LH-Sprung auf, der das Flipflop zurücksetzt. Bei der nächsten Durchfahrt durch die Lichtschranke läuft wieder der gleiche Vorgang ab.

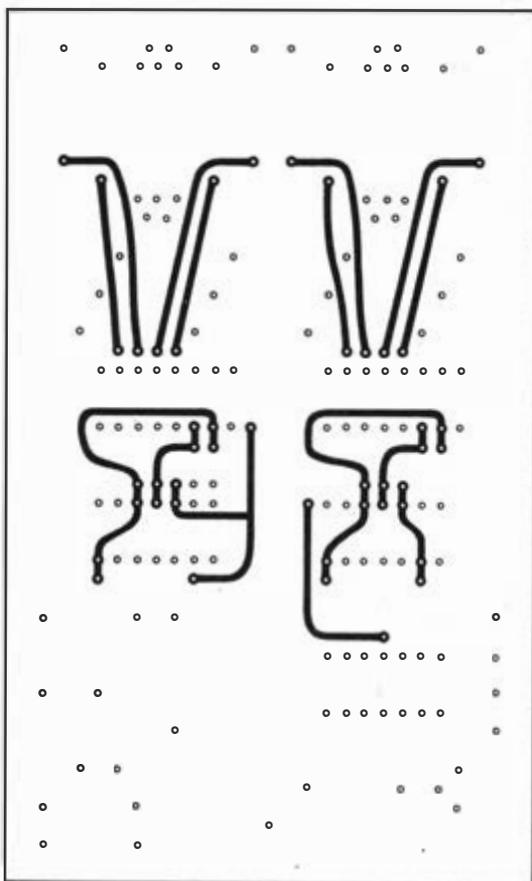
Der Zähler, bestehend aus $IS 3$ und $IS 4$, kann mit dem Schalter $S 1$ wahlweise als Zähler bis 20, 40 oder 80 geschaltet, d. h. programmiert werden. Diese Zählerschaltungen entsprechen den Zählerschaltungen des Lottomat und der

Digitaluhr. Je nach der Programmierung liefert die zweite Zählstufe den Steuerimpuls, der, von G1 negiert, über T_1 das Relais betätigt. In der gezeichneten Stellung (20 Runden) erscheint am Ausgang Q_B bei der Ziffer 2 H-Signal. Das negiert G1 zu L-Signal, T_1 sperrt, und das Relais fällt ab. Damit wird der Fahrstromkreis unterbrochen, alle Automodelle bleiben stehen. Da am Ausgang Q_C bei 4 und am Ausgang Q_D bei 8 H-Signal erscheint, können an diesen Ausgängen ebenfalls die Steuersignale abgegriffen werden (Tabelle S. 64). Gatter G1, Transistor und Relais bilden das Stellglied der Steuerkette. Da wir einen kompletten Zählbaustein für die Steuerung verwenden, liegt es nahe, an ihn auch eine Dezimalanzeige wie beim Lottomat anzuschließen. Das hat den Vorteil, daß jede Fahrspur, ausgerüstet mit einer Steuerelektronik und Anzeige, sofort den Überblick über die gefahrenen Runden und damit den Stand des „Rennens“ ermöglicht. Hat ein Automodell seine Sollrundenzahl erreicht, schaltet es über das Relais die Fahrstromzuführung ab. An der Anzeige können wir dann die jeweils erreichten Rundenzahlen und damit die Plazierung ablesen. Durch Druck auf die Taste S_2 werden die Zähler und die Anzeige wieder auf Null gestellt und damit das nächste Rennen gestartet. Wollen wir unabhängig vom Zählerstand starten und/oder unterbrechen, fügen wir zwei weitere Schalter (einen in Reihe, einen parallel zu den Relaiskontakten für den Fahrstrom) in die Schaltung ein.

Damit kein Fremdlicht den Zähler beeinflusst, muß die Lampe La1 genau zum Fotowiderstand justiert sein. Den Fotowiderstand bringen wir am besten in einem innen geschwärzten Pappröhrchen unter, das das Fremdlicht abschirmt.

Der Steuerbaustein wird komplett auf einer Leiterplatte zusammen mit der Anzeige aufgebaut (Bild 228). Die Lichtschranke (La1/R₄) und das Relais befinden sich nicht auf der Leiterplatte, da sie direkt an der Rennbahn montiert werden. Die Leiterplatte ist als Zweiebenenleiterplatte entworfen. Der Aufbau ist so gestaltet, daß mehrere Steuer- und damit auch Anzeigebausteine nebeneinander montiert werden können (Bild 229). Zusammen mit dem Netzteil, z. B. der Digitaluhr, können wir uns ein Gerät aufbauen, das Autorennen auf der Heimbahn ganz objektiv wertet. Für Freunde und

Bild 228. Leiterplatte der Autorennbahnsteuerung:



a) Leiterseite oben.

Anhänger der Automodellrennbahn (SRC), die ja sogar DDR-Meister ermitteln und internationale Wettkämpfe austragen, ist solch ein Steuer- und Zählgerät sicher eine lohnenswerte Aufgabe.

Die Wendeschleife der Modelleisenbahn wird automatisch gesteuert

Das große Vorbild der Modelleisenbahn ist ein Musterbeispiel für die vielfältige Anwendung der Meß-, Steuer- und Regeltechnik. Es liegt also nahe, einmal darüber nachzudenken, welche Möglichkeiten die Modelleisenbahn für die Anwendung digitaler Steuerungen bietet.

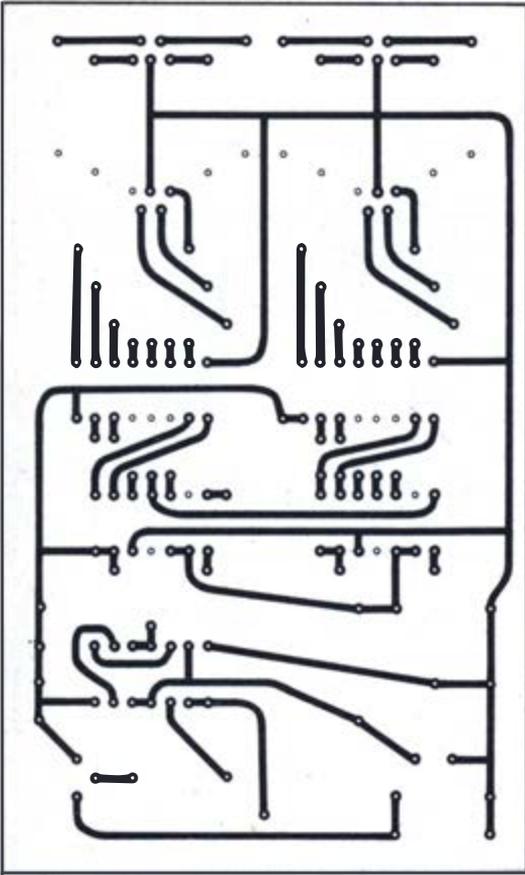
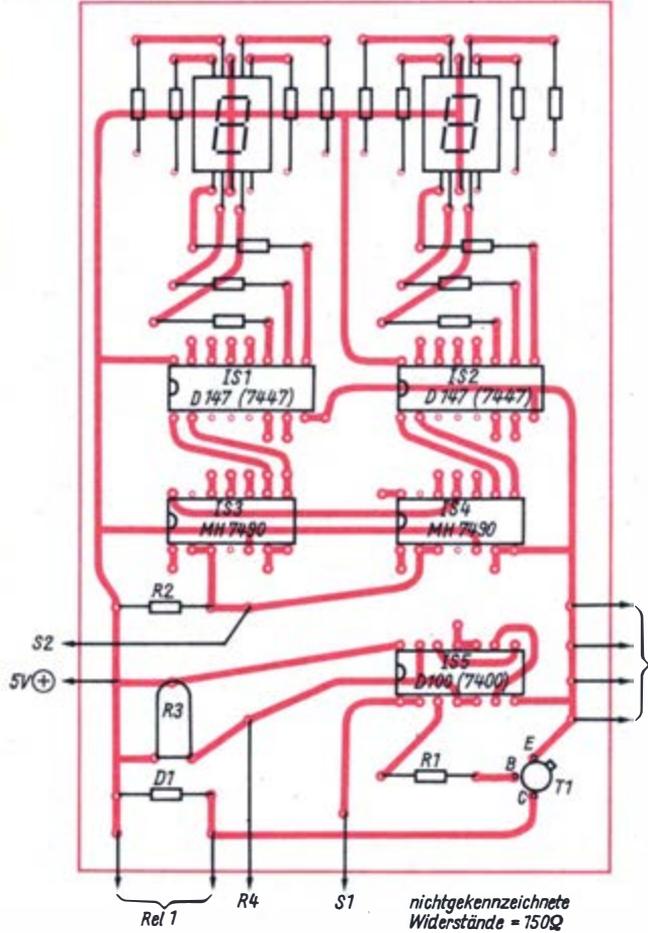


Bild 228.
b) Leiterseite unten,

Wir beschränken uns dabei auf zwei einfache, aber interessante Beispiele. Mit dem bisher erarbeiteten Steuerungsprinzip sind Möglichkeiten für viele weitere Anwendungen gegeben. Diese reichen über die Verknüpfung mehrerer Signal- und Sicherungsanlagen bis hin zur kompletten Zugbeeinflussung und einem automatisch gesteuerten System von verschiedenen Zugarten (Güterzug, Personenzug, D-Zug). Unser erstes Beispiel ist eine Wendeschleifenautomatik. Die Aufgabe für die automatische Steuerung einer Wendeschleife ergibt sich aus folgenden Überlegungen: Fährt ein Triebfahrzeug in eine Wendeschleife hinein (Bild 230), dann muß die Spannung an den Schienen nach Passieren der Schleife und der Weiche umgepolt werden, damit das Fahrzeug in der gleichen Richtung



c) Bestückungsplan

weiterfährt. Das ist im Verhalten des Antriebsmotors begründet, der als dauermagneterregter Gleichstrommotor bei Umpolung der Spannung auch seine Drehrichtung umkehrt. Diese Umpolung ist für den Betrieb der Modelleisenbahn ein „Normalfall“, denn alle Triebfahrzeuge müssen gleich gut vorwärts und rückwärts fahren können. Das Stromversorgungsgerät für eine Modellbahn hat daher einen Ausgang für $\pm 2 \dots 12$ V Gleichspannung, die zur Geschwindigkeitssteuerung der Triebfahrzeuge in beiden Richtungen möglichst stufenlos zwischen 2 und 12 V stellbar sein soll. Für die Betätigung aller „Zubehörfunktionen“ wie Weichen, Schranken, Signale, Beleuchtung u. a. hat das Stromversorgungsgerät noch einen Ausgang mit 16 V Wechselspannung. Je nach Auslegung (Größe) des Stromversor-

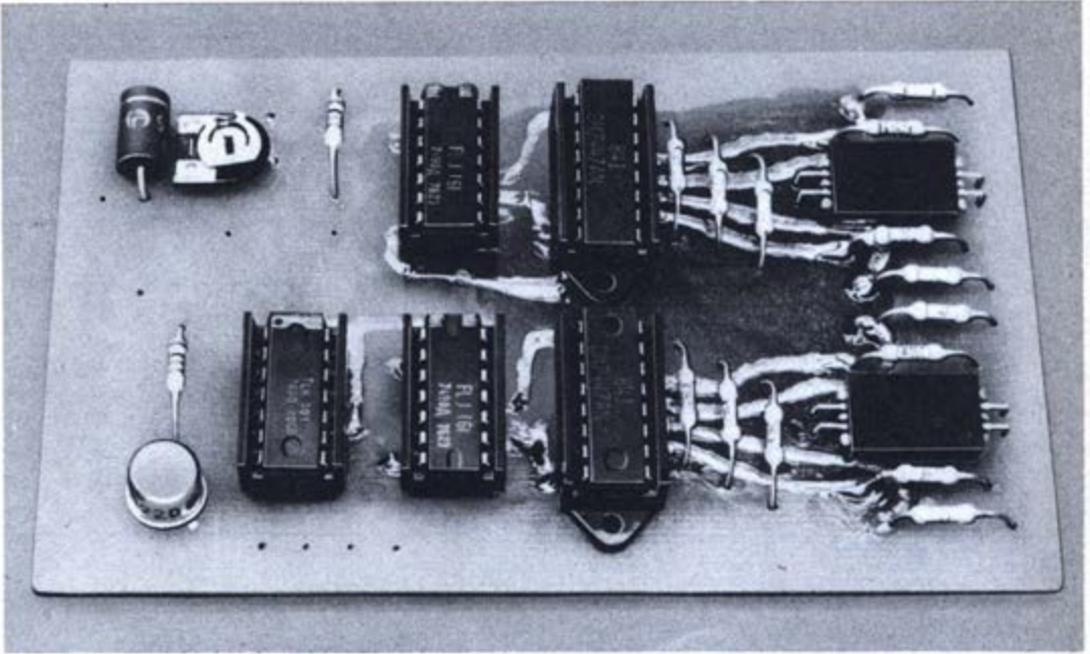


Bild 229. Musteraufbau der Autorennbahnsteuerung

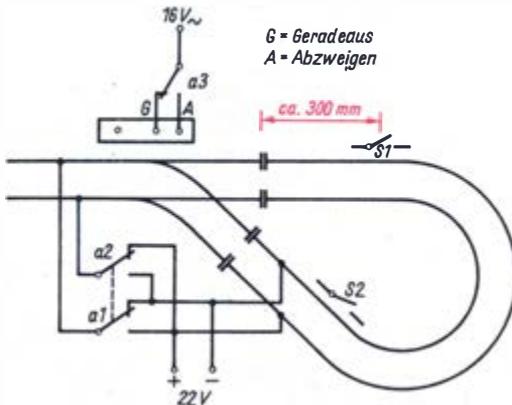


Bild 230. Modellbahn-Wendeschleife (Stromlaufplan)

gungsgerätes sind diese Ausgänge unterschiedlich stark belastbar (Herstellerangaben).

Nach Klärung dieser „Versorgungsfrage“ zurück zur eigentlichen Aufgabe. Damit das Triebfahrzeug die Wendeschleife ohne Halt durchfährt, müssen wir eine geeignete Schaltung entwickeln. Zunächst trennen wir das Gleis mit Weiche zweipolig von der Schleife. In der Praxis benutzen wir dazu sogenannte Trenngleise. Die Trennung erfolgt jeweils kurz

hinter der Weiche für Geradeausfahrten und abzweigendes Fahren. Die Schleife bleibt dann mit einer bestimmten Polung fest an der Fahrspannung angeschlossen. Je nach Weichenstellung wird die Fahrspannung am Gleis gepolt. Fährt das Triebfahrzeug gerade in die Schleife, angenommen rechte Schiene = Plus, so liegt auch in der Schleife die rechte Schiene auf Plus. Die Trennstelle wird ohne Halt passiert. Vor dem Verlassen der Schleife wird S_2 betätigt, damit das Gleis umpolt und die Weiche von geradeaus auf abzweigend gestellt. Dazu benötigen wir ein Relais mit drei Umschaltkontakten. Zwei Umschaltkontakte (a_1 und a_2) werden als Umpolshalter für die Fahrspannung und der dritte (a_3) zur Betätigung der Weiche geschaltet. Die Weiche stellen wir mit 16 V Wechselspannung. Bei dieser Schaltung muß es eine Weiche mit Endabschaltung sein, da der Strom zum Stellen der Weiche nur während des Stellvorgangs fließen darf. Dauerstrom würde die Wicklung des Magneten zerstören. Weichen ohne Endabschalter sind für „Handbetrieb“ geeignet, da man den Taster zum Stellen nur kurz betätigt. Der Schalter S_1 darf beim Geradeausfahren in die Weiche keinen Schaltvorgang auslösen.

Anders ist es dagegen, wenn das Triebfahrzeug abweigend über die Weiche in die Schleife einfährt, S2 passiert hat und gerade in das Gleis zurückfährt. Für diesen Fall muß S2 wirkungslos bleiben, dann wird über S1 die Fahrspannung umgepolt und die Weiche von abweigend auf geradeaus gestellt. Um diesen Schaltablauf zu realisieren, benötigen wir also ein Schaltelement mit zwei Eingängen, die nur wechselweise Schaltvorgänge auslösen. Ein solches Schaltelement haben wir mit dem RS-Flipflop bereits kennengelernt. Der Signalflußplan für die automatische Wendeschleifensteuerung sieht dann folgendermaßen aus (Bild 231): Sollwertgeber sind die Schalter S1 und S2. Die logische Verknüpfung

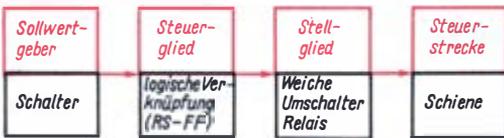


Bild 231. Blockschaltbild der Wendeschleifensteuerung

der Signale übernimmt das RS-Flipflop als Steuerglied. Das Stellglied wird von Weiche und Umpolschalter gebildet, während die Schiene die Steuerstrecke darstellt.

Wir entwickeln die logischen Glieder der Wendeschleifensteuerung

Die nächste Aufgabe besteht darin, die einzelnen Glieder der Steuerkette zu konstruieren. Das, was auf Bild 230 nur als Schalter angedeutet ist, läßt sich in der Praxis gar nicht so einfach realisieren. Ein solcher Schalter soll klein, preiswert, verdeckt einbaufähig, betriebssicher vom Triebfahrzeug bedienbar und ohne Schwierigkeiten nachbaufähig sein. Da solche Schalter in einer Modellbahnanlage mehrfach benötigt werden, entscheiden wir uns für eine solide Variante. Zwei Konstruktionen wollen wir näher betrachten, den mechanischen Kontakt und den Schutzgaskontakt. Wir gehen davon aus, daß der Schalter ein „Schließer“ oder „Arbeitskontakt“ ist. Die mechanische Ausführung des Kontakts stellen wir selbst her. Bei Variante 1 übernimmt das Federn und Kontaktgeben ein schmales, dünnes, federndes Bronze- oder Messingblech (Bild 232). Den Gegenkontakt bildet ein Kup-

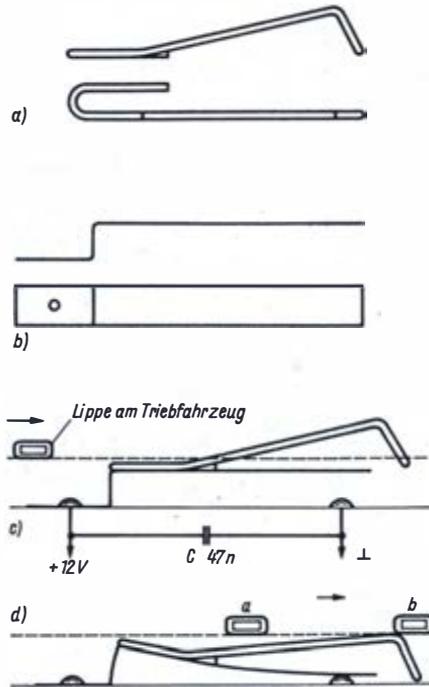
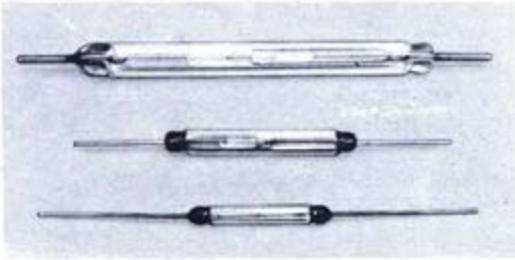


Bild 232. Konstruktion eines mechanischen Arbeitskontakts:
a) Drahtbügel,
b) Kontaktfeder,
c) justierter Kontakt,
d) betätigter Kontakt

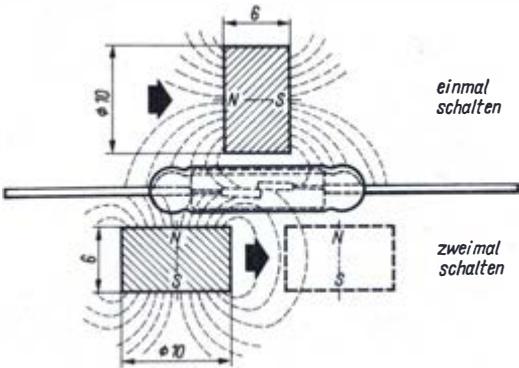
ferriet. Auf dieses federnde Kontaktblech löten wir einen gebogenen Stahldraht. Über diesen Stahldraht schleift eine am Triebfahrzeug angebrachte Lippe, die Draht und Federkontakt herabdrückt. Diese Funktionstrennung bietet den Vorteil, daß wir die Kontaktfeder genau justieren und die Betätigung des Kontakts durch Biegen des Drahtes genau an das Triebfahrzeug anpassen können. Da der mechanische Kontakt je nach Spurtyp der Modellbahn teilweise recht klein werden muß, wird die Justierung des Kontakts zur Geduldsarbeit.

Abgesehen von der Qualität der Werkstoffe und der Genauigkeit der Herstellung, verschmutzen offene Kontakte relativ schnell und sind dann eine unangenehme Fehlerquelle. Wenn das Schalten des mechanischen Kontakts Störungen verursachen sollte, schalten wir einen keramischen Kondensator (4,7..47 n) parallel.

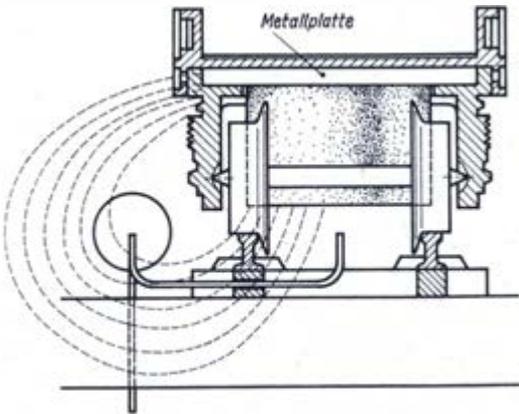
Diese Analyse der Eigenschaften macht deutlich, daß wir uns nach Möglichkeit für ge-



a) Muster,



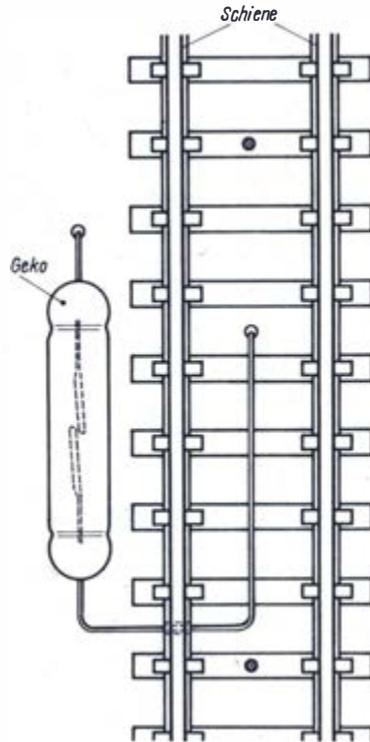
b) Funktion des „Geko“



d) Querschnitt

kapselte Kontakte entscheiden sollten. Solche auch für unsere Anwendung geeigneten gekapselten Kontakte werden von der Industrie als *Geko*-Kontakte (*geschützte Kontakte*), auch als *Reed*-Kontakte oder *Schutzrohr*-Kontakte bezeichnet, hergestellt. Der Geko besteht aus zwei federnden ferromagnetischen Zungen, die, sich etwas überlappend, in ein Glasrohr eingeschmolzen sind (Bild 233). Das Glasrohr ist mit einem chemisch inaktiven Gas ge-

Bild 233. Geschützter Kontakt „Geko“



c) Montage am Gleis,

füllt, das die Kontakte vor Staub, Feuchtigkeit und aggressiven Gasen schützt. Darin ist der wichtigste Vorzug der Geko begründet, er erreicht hohe Schalthäufigkeit und Zuverlässigkeit. Wie bei jedem anderen Kontakt auch, darf die zulässige Belastung nicht überschritten werden. Diese ferromagnetischen Kontaktzungen lassen sich durch einen kleinen Dauermagneten bewegen, d. h. schließen. Dabei spielt die Polarität des Magneten keine Rolle. Wir können das ausprobieren, indem wir den Dauermagneten axial (in Richtung seiner Achse) am Geko vorbeiführen. Die Kontakte schließen, unabhängig davon, in welche Richtung wir den Magneten bewegen und öffnen, danach wieder. Bewegen wir dagegen den Dauermagneten senkrecht zu seiner Achse am Geko vorbei, schaltet der Geko zweimal, weil beide Magnetpole nacheinander am Geko vorbeigeführt werden. Für bestimmte Anwendungen kann diese Variante brauchbar sein, für

unsere Zwecke benötigen wir nur die einmalige Kontaktgabe.

Wie dicht der Magnet am Geko für ein sicheres Schalten vorgeführt werden muß, ist von verschiedenen Faktoren abhängig. So unter anderem von der Feldstärke des Magneten, von Eisenteilen, die sich im Ausbreitungsweg der Feldlinien befinden, und von der Anordnung des Magneten. Hier muß der Leser sicher einige Versuche machen und Varianten ausprobieren. Die Anbringungsmöglichkeit des Magneten ist bei den Triebfahrzeugen von Typ zu Typ verschieden, wie auch bei den jeweiligen Spurweiten mehr oder weniger Platz vorhanden ist. Am Triebfahrzeug kleben wir den Magneten am besten auf einer sauberen Fläche mit Zweikomponentenkleber an. Auf Bild 233 ist ein Einbauvorschlag für den Magneten und den Geko dargestellt.

Haben wir das „Kontaktproblem“ zufriedenstellend gelöst, müssen wir die nächsten Glieder der Steuerkette entwickeln. Bei der Funk-

den Schalttransistor T_1 . Beim Schalten des Relais entstehen Spannungsspitzen vom Mehrfachen der Betriebsspannung, die den Schalttransistor beschädigen können. Diese Spannungsspitzen werden von der Schutzdiode begrenzt. Schalttransistor, Relais und angeschlossener Umpoler sowie Weiche bilden in der Steuerkette das Stellglied.

Den Signaldurchlauf der Steuerkette machen wir uns an einem Beispiel klar. Angenommen, der Zug fährt geradeaus in die Wendeschleife ein, Gatter 2 und damit Q ist L. Über D_1 und R_1 liegt die Basis von Transistor T_1 auch auf L, T_1 sperrt, das Relais ist abgefallen. Der Zug betätigt den Kontakt S 1, da aber der Ausgang von Gatter 1, also \bar{Q} , auf H liegt, hat die Kontaktgabe an S 1 keine Wirkung. Das RS-Flipflop ändert seinen Schaltzustand erst, wenn S 2 an den R-Eingang L legt. Dann geht der Ausgang Q auf H, das Relais zieht an, polt die Fahrspannung um und stellt die Weiche auf „Abzweigen“. Der Zug kann ohne Halt in das Gleis zurückfahren. Wenn der nächste Zug in die Wendeschleife einfährt, steht die Weiche auf „Abzweigen“, S 2 bleibt bei dem RS-Flipflop wirkungslos, es schaltet erst bei Kontaktgabe von S 1 um. Damit wird dann wieder die Fahrspannung umgepolt und die Weiche wieder auf „Geradeaus“ gestellt.

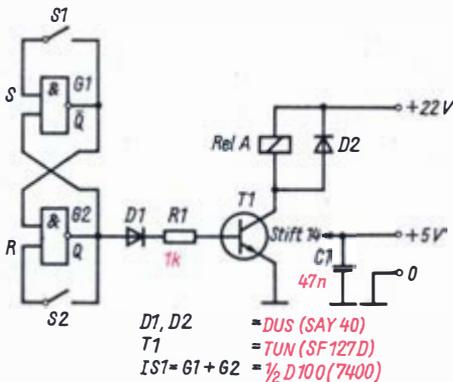


Bild 234. Wendeschleifensteuerung (Stromlaufplan)

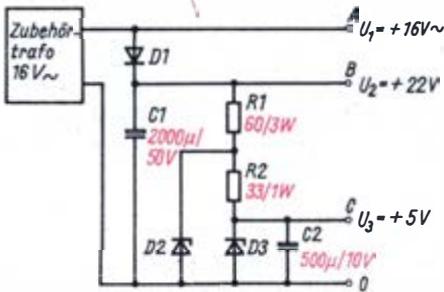
tionsanalyse der Wendeschleife stellten wir bereits fest, daß die notwendige Schaltfolge von einem RS-Flipflop übernommen werden kann. Das RS-Flipflop realisieren wir mit zwei NAND-Gattern des D 100 (7400) (Bild 234). Das RS-Flipflop übernimmt damit die Funktion des Stellgliedes. Am Ausgang des RS-Flipflop ist der Schalttransistor T_1 mit Relais angeschlossen. Das Relais muß mit drei Umschaltkontaktsätzen ausgestattet sein. Zwei davon schalten wir als Umpoler für die Fahrspannung, und der dritte betätigt die Weiche (Bild 231). Die Diode D_2 ist die Schutzdiode für

Wir bauen die Stromversorgung für die Wendeschleifensteuerung

Wie wir die Schaltung aufbauen, ist von den konkreten Bedingungen der Anlage abhängig. Wenn mehrere Wendeschleifen und noch andere Steuerstrecken in der Anlage existieren oder eingebaut werden sollen, ist es sinnvoll, alle elektronischen Baugruppen (IS, Transistoren, Relais) zu einer Steuereinheit zusammenzufassen und dafür eine Leiterplatte oder aber ein ausbaufähiges Leiterplattensystem zu entwerfen. Beim Bau der anderen Geräte konnten wir bereits so viele Erfahrungen sammeln, daß wir dies nun selbst versuchen. Bei Leiterplattenentwurf und -aufbau ist für jeden IS ein Kondensator 47 nF unmittelbar neben dem IS zwischen $+U_B$ und Masse zu schalten. Dieser Kondensator dient zum Abblocken von Störungen. Bereits ganz kurze *Störimpulse*, die wir selbst mit einem einfachen Oszillografen nicht nachweisen können, treten in einer Modell-

bahnanlage mit Sicherheit auf. Sie veranlassen die schnellen NAND-Gatter zum Schalten und sind damit Ursache für Fehlfunktionen. In einer Modellbahnanlage gibt es vielfältige Quellen für solche Störimpulse, z. B. der oder die Fahrmotoren, Relais, Kontakte von Schaltern, Magnete von Weichen, Signalen u. ä. Sind die Störungen so stark, daß wir sie mit dem Abblocken des Netzteils und der IS nicht beseitigen, bauen wir ein gesondertes Netzteil für die Stromversorgung der IS (s. Digitaluhr).

Sind die Störungen auf der Anlage nicht zu stark und ist der Zubehörausgang 16 V am Transformator noch nicht voll ausgelastet, können wir die Spannungen für IS und Schalttransistor auch aus der „Zubehörspannung“ gewinnen. Ein Vorschlag für die Zusatzstromversorgung ist auf Bild 235 dargestellt. Die Diode D₁



- D1 = 2 Amp. Si-Diode (SY 200)
- D2 = Z-Diode 600 mW/10V (SZ 600/10)
- D3 = Z-Diode 600 mW/5,1V (SZ 600/5,1)

Bild 235. Stromversorgung der Wendeschleifensteuerung (Stromlaufplan)

ist als Einweggleichrichter geschaltet, der am Ausgang B $U_2 = +22\text{ V}$ Gleichspannung liefert. Diese Spannung nehmen wir zur Betätigung der Relais. Die relativ hohe Spannung hat den Vorteil, daß wir 24-V-Relais verwenden können und dabei der Strombedarf gering bleibt. Über die doppelte Stabilisierungsschaltung mit D₂ und D₃ erzeugen wir aus der 22-V-Gleichspannung die 5-V-Gleichspannung für den Betrieb der IS. Die Z-Dioden D₂ und D₃ müssen wir mit einer Kühlfläche versehen. Diese Form der Stromversorgung ist die einfachste Lösung, hat aber einige technische Schwächen. Die wichtigste ist, daß wir wegen der Belastungsgrenze nicht mehr als 6 IS anschließen sollten. Solange wir mit ein oder zwei Wendeschleifen und einer Schrankenautomatik auskommen, genügt diese Form der

Stromversorgung für die IS. Bei Anwendung umfangreicherer Steuerelektroniken entscheiden wir uns zum Aufbau eines separaten 5-V-Netzteils, da ja auch Relais und weiteres Zubehör am 16-V-Ausgang angeschlossen sind und diesen belasten. Soviele zur Stromversorgung.

Die automatische Schranke ist logisch gesteuert

Mit den logischen Grundsaltungen können wir noch weitere Funktionen der Modelleisenbahn automatisieren. Eine typische Aufgabenstellung ist z. B. die automatische Schrankenanlage (Bild 236). Bei Zweigleisbetrieb bedeutet das, die Schranke darf sich nicht öffnen, wenn ein Zug den Schrankenbereich verläßt, ein anderer sich aber noch darin befindet. Aus dieser Aufgabenstellung erkennen wir, daß uns logische Schaltungen weiterhelfen. Wir werden also die bewährten NAND-Gatter zur Steuerung einer solchen automatischen Schranke verwenden. Ist es für uns nur eine interessante Anwendung, so müssen wir wissen, daß statistische Untersuchungen folgendes ergeben haben: Bei 10000 Schrankenbetätigungen von Hand, aber erst bei 1000000 automatischen Schrankenbetätigungen kommt eine Fehlbetätigung vor.

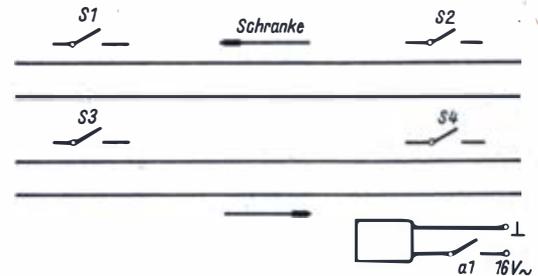


Bild 236. Automatische Schranke für zweigleisige Modellbahn-Strecke mit Richtungsverkehr



Bild 237. Blockschaltbild der automatisch gesteuerten Schranke

4. Steuerungstechnik

Das Blockschaltbild für die automatische Schrankensteuerung (Bild 237) läßt erkennen, welche Teilaufgaben wir lösen müssen. Sollwertgeber sind die vom Triebfahrzeug betätigten Kontakte. Wir können den gleichen Typ wie bei der Wendeschleife verwenden. Das Steuerglied wird wieder aus NAND-Gattern gebildet. Stellglied ist der Schalttransistor mit Relais und Schranken. Der Straßenverkehr stellt die Steuerstrecke dar. Die Aufgabenstellung lautet: Die automatische Schranke ist für zweigleisige Strecke mit Richtungsverkehr zu entwerfen. Die Schaltung realisieren wir wieder mit RS-Flipflop. Für „Schließen“ und „Öffnen“ benötigen wir für jedes Gleis ein RS-Flipflop. Da die Schranke von zwei Gleiskontakten gesteuert wird, ist noch eine logische Verknüpfung beider Flipflops erforderlich. Außerdem müssen wir Möglichkeiten zur Schrankenbetätigung ohne Zugbetrieb und zum Setzen der RS-Flipflop in einen definierten Anfangszustand vorsehen. Die RS-Flipflop müssen also zusätzliche Setzeingänge erhalten. Wie wir die Aufgabe lösen, ist auf Bild 238 dargestellt. Die beiden RS-Flipflop werden von den Gattern G 1...G 4 gebildet. Wir setzen durch Betätigung von S 5 die FF in „Schranke geöffnet“, die Ausgänge von G 1 und G 3 führen H, damit ist der Ausgang von G 5 auf L, der Transistor T_1 gesperrt und das Relais abgefallen. Wird nun Kontakt S 2 von einem Zug betätigt, geht der Eingang von G 2 auf L, FF 1 schaltet um. Damit wird der Ausgang von G 1 L, das bewirkt am Ausgang von G 5 H, der Transistor wird damit leitend, das Relais zieht an, und die Schranke schließt sich. Passiert der Zug den Kontakt S 1,

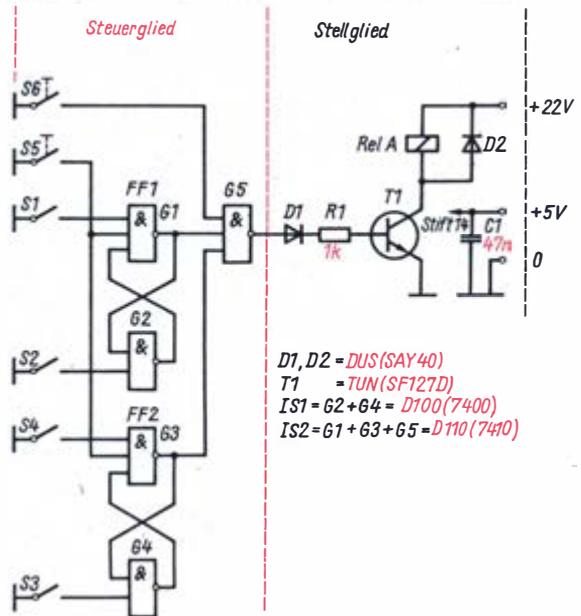


Bild 238. Automatisch gesteuerte Schranke (Stromlaufplan)

wird FF 1 wieder rückgestellt, d. h., Ausgang von G 1 geht auf H, folglich Ausgang von G 5 auf L, Transistor T_1 ist gesperrt. Das Relais fällt ab, und die Schranke öffnet sich wieder. Der gleiche Vorgang läuft ab, wenn ein Zug auf dem anderen Gleis die Kontakte S 3 und S 4 betätigt. Da die FF beim Einschalten der Anlage einen zufälligen Schaltzustand einnehmen, ist mit S 5 ein Taster vorgesehen, mit dem wir beide FF in den Grundzustand setzen können.

5. Fernsteuertechnik

Die Digital-Fernsteueranlage

Die *Fernsteuerung* ist ein Zweig der Steuerungstechnik, bei dem in der Steuerkette Signale drahtlos oder drahtgebunden über größere Entfernungen übertragen werden. Die Funkfernsteuerung von Auto-, Schiffs- oder Flugmodellen ist ein interessantes Anwendungsgebiet für selbstentwickelte Fernsteuergeräte. Mit der Fernsteueranlage werden wir die bereits bekannten Glieder der Steuerkette in Form von Schaltungen und Baugruppen entwickeln, erproben und aufbauen. Neu hinzu kommen Probleme der Informationsübertragung wie die Übertragung mehrerer Informationskanäle, die Erzeugung, die Aussendung und der Empfang von Hochfrequenz sowie Modulation und Demodulation der Hochfrequenz, die wir lösen müssen. Außerdem bietet die Fernsteuerung interessante Anwendungen für Regelschaltungen.

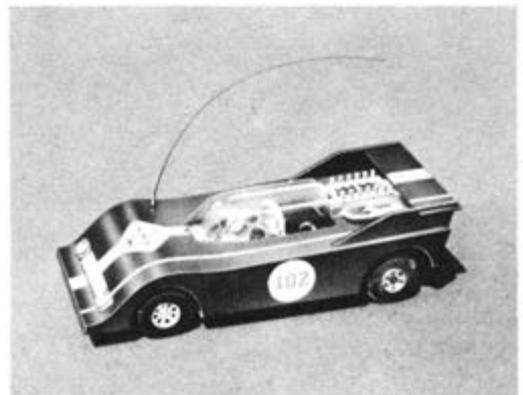
Da wir mit der Fernsteueranlage eine Funkanlage errichten und betreiben, ist das wie jeder andere Funkbetrieb genehmigungspflichtig. Mit der *Landfunkordnung* vom 12. 2. 1974 wird ausdrücklich nur die Fernsteuerung von Auto-, Flug- und Schiffsmodellen sowie von Spielzeug mit Funkanlagen gestattet. Andere Funktionen oder Geräte dürfen von uns nicht funkferngesteuert werden. Ehe wir mit den Experimenten zur Fernsteuerung beginnen, richten wir einen formlosen Antrag zum Betreiben einer Funkfernsteueranlage für Modelle an das Fachgebiet Funk der für das Wohngebiet zuständigen Bezirksdirektion der Deutschen Post. Von dort erhalten wir ein Antragsformular zugeschiedt, mit dem die *Genehmigungsurkunde* beantragt wird. Bei Jugendlichen unter 18 Jahren unterschreibt der Erziehungsberechtigte. Erst wenn wir die Genehmigungsurkunde gegen Entrichtung einer Gebühr erhalten haben, kann mit den Fernsteuerexperimenten begonnen werden. Daher stellen wir diesen Antrag rechtzeitig, damit bei den Experimenten keine unnötigen Wartezeiten eintreten. Die Dienststelle der Deutschen Post gibt auch Auskunft über andere mit der Genehmigung in Zusammenhang stehende Fragen.

Wenn die Fernsteueranlage aufgebaut ist – nach Ausstellung der Urkunde haben wir zwei Jahre Zeit dazu – wird der Sender von Beauftragten der Post überprüft. Entspricht der Sender den Vorschriften, erhalten wir eine Genehmigungsnummer, die am Sender anzubringen ist. Die Senderabnahme wird in der Genehmigungsurkunde, die wir dann bei jedem Modellbetrieb mitführen müssen, eingetragen.

Die Anlagenkonzeption wird entwickelt

Welche Funktionen können wir fernsteuern? Mit dieser Frage wird nicht so sehr auf die Modellfunktion, z. B. Ruder, Motor, Licht- oder Schallsignal, gezielt, sondern auf die gemeinsamen steuerungstechnischen Merkmale dieser Steuerfunktionen. Die einfachste dieser Steuerfunktionen ist die Schaltfunktion, auch als Fernschaltung bezeichnet. So ist z. B. die Beleuchtung oder eine Hupe am Modell auf EIN oder AUS zu schalten. Eine Sonderstellung nehmen kombinierte Schalter, z. B. Umpoler, ein, wie wir sie bei der Wendeschleife kennenlernten. Für den Umpoler benötigen wir zwei Kontaktsätze, er schaltet aber auch nur zwischen zwei Stellungen, also EIN/AUS! Anders sind die Anforderungen schon, wollen wir Geschwindigkeit und Kurs, z. B.

Bild 239. Ferngesteuertes Automodell



eines Automodells (Bild 239), fernsteuern. Dieses Modell soll ja nicht nur die beiden Fahrzustände „Fahren“ und „Halten“ haben. Die Geschwindigkeit soll möglichst wie beim großen Vorbild stufenlos zwischen „Halt“ oder „Vollgas“, ja sogar mit Rückwärtsgang, stellbar sein. Das gleiche gilt für die Lenkung. Um mit dem Modell „richtig“ fahren zu können, muß es schon Kurven mit unterschiedlichen Radien fahren. Die Funktion, die wir mit der Fernsteuerung zwischen zwei Endwerten auf viele, möglichst beliebig viele, Zwischenwerte einstellen können, bezeichnet man als Stellfunktion und den Vorgang als Ferneinstellung. Für eine Fernsteuerung, bei der die Stellung des Sollwertgebers jederzeit der Stellung des Steuerorgans entspricht, ihr gewissermaßen proportional ist, hat sich die Bezeichnung *Proportionalsteuerung* eingebürgert (Bild 240). Wenn

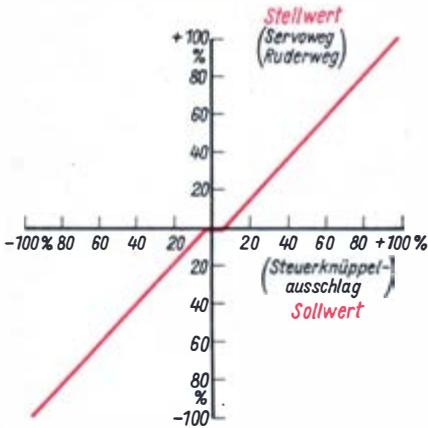


Bild 240. Übertragungsfunktion der Proportionalfernsteuerung

wir also den Sollwertgeber am Fernsteuersender um angenommen 20° nach links stellen, soll auch das Ruder oder die Lenkung um 20° nach links ausschlagen. Je geringer dabei die Abweichung vom Soll- und Istwert wird, um so kleiner ist der Fehler beim Ferneinstellen. In diesen Fehler geht die *Auflösung* der Steuerung ein. Auflösung ist hier der kleinste mögliche Stellweg. Wir werden im weiteren noch sehen, wodurch die Auflösung einer Fernsteueranlage beeinflusst wird. Moderne industrielle Fernsteueranlagen erreichen eine Auflösung von 1%. Das bedeutet bei einem Stellweg von $\pm 45^\circ$ eine Auflösung von etwa 1° , das ist ein sehr guter Wert.

Das Beispiel Automodell führt noch zu einer weiteren Aufgabenstellung. Beim fahrenden Modell soll das Fernsteuern von Antriebsmotor und Lenkung gleichzeitig möglich sein. Das bedeutet doch aber, die Sollwerte für Lenkwinkel und Motordrehzahl müssen gleichzeitig übertragen werden. Die entsprechenden Signale können auch so schnell nacheinander übertragen werden, daß wir dieses Nacheinander gar nicht merken. Wir machen einfach folgendes: Zuerst wird der Sollwert für die erste Funktion (angenommen Lenkung) in Form eines Impulses vom Sollwertgeber zum Stellglied übertragen. Anschließend folgt der nächste Impuls als Sollwert für die zweite Funktion (Motordrehzahl), danach wieder der Impuls für die erste Funktion usw. Eine solche Übertragung wird in der Technik als *zeitmultiplexe* Übertragung bezeichnet. Die zeitmultiplexe Sollwertübertragung zur Fernsteuerung wird auch bei den industriell hergestellten Modellfernsteueranlagen angewendet (Bild 241). Die zur Fernsteuerung notwendigen Informationen

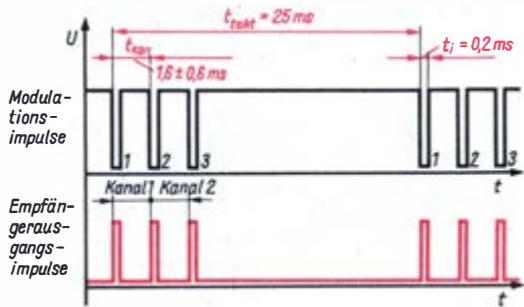


Bild 241. Impulstelegramm für zeitmultiplexe Sollwertübertragung

werden in Form eines Impulsdigramms oder Impulsrahmens übertragen. Der Impulsrahmen (t_{fakt}) reicht von Vorderflanke des ersten Impulses bis zur Vorderflanke des ersten Impulses des nächsten Telegramms. Der *Informationsparameter* (IP) ist der Abstand zwischen den Vorderflanken zweier Impulse (t_{kan}). Dieser Informationsparameter ist analog längenveränderbar, d. h., jedem *Impulsabstand* entspricht ein bestimmter Sollwert. Für die Fernsteueranlage wählen wir einen mittleren Impulsabstand von $t_{\text{kan}} = 1,6 \text{ ms}$ und eine Abstandsänderung von $\Delta t_{\text{kan}} = \pm 0,6 \text{ ms}$. Damit kann t_{kan} Werte von 1,0 ms bis 2,2 ms annehmen oder, anders geschrieben, wird

$t_{kan} = (1,6 \pm 0,6)$ ms. Den Abstand t_{takt} stellen wir auf $t_{takt} = 25$ ms ein. Das hat folgenden Grund: Die Funkfernsteueranlage wird, da wir ja nur das Prinzip kennenlernen wollen, für zwei Steuerfunktionen, auch als Steuerkanäle oder kurz Kanäle bezeichnet, ausgelegt. Sender und Empfänger sollen aber mit anderen Fernsteueranlagen, die möglicherweise mehr Kanäle haben, kombinierbar sein. Eine solche Mehrkanalanlage – bis sieben Kanäle sind üblich – wird z. B. zum Fernsteuern von Motorflugmodellen oder Mehrfunktions-Schiffsmodellen benötigt. Der Selbstbau einer 7-Kanal-Fernsteueranlage ist in dem Buch von Günter Miell „Ferngesteuerte Modelle selbst gebaut“, Urania-Verlag 1981, ausführlich beschrieben. Bei einer Mehrkanalanlage benutzt man aber den gleichen Impulsrahmen, nur folgen dann dem dritten Impuls noch weitere, z. B. fünf Stück bei der 7-Kanal-Anlage. Folglich erhalten wir für maximale Impulsabstände $7 \cdot t_{kanmax} = 7 \cdot 2,2$ ms = 15,4 ms, damit bleibt immer noch eine Impulspause von $t_p = 25$ ms – 15,4 ms = 9,6 ms. Diese Impulspause erhält auch eine Aufgabe. Da die Sollwerte für die Kanäle zeitmultiplex übertragen werden, müssen wir im Sender eine Schaltung einbauen, die sichert, daß t_{kan1} auch in jedem Impulstelegramm an erster und t_{kan2} an zweiter Stelle kommt. Wäre diese Reihenfolge vertauscht, würde in unserem Bei-

spiel die Motordrehzahl plötzlich nach dem Lenksollwert und die Lenkung nach dem Drehzahl-sollwert verstellt. Wir sehen schon daraus, die Zuordnung eines Kanals bzw. einer Funktion zu einer bestimmten Stelle im Impulstelegramm ist entscheidend, sie wird als *Kodierung* bezeichnet. Sie muß aber nicht nur im Sender, sondern auch im Empfänger gewährleistet sein. Im Empfänger zerlegt eine Schaltung, der *Dekoder*, das Impulstelegramm wieder in einzelne Impulse, als *Kanalimpulse* bezeichnet, die im Steuerglied ausgewertet werden. Der Dekoder im Empfänger benötigt außerdem eine eindeutige Markierung, welcher Impuls des Impulstelegramms nun der erste, der zweite usw. ist. Diese Markierung ist die Impulspause $t_p > 9,6$ ms. Damit ist der Gleichlauf des Koders im Sender und des Dekoders im Empfänger gesichert. Diese Sicherung des Gleichlaufs bezeichnet man in der Technik als Synchronisation. Die Pause t_p wird also zur Synchronisation von Sender und Empfänger benötigt.

Wenn wir noch einmal Bild 241 anschauen, müssen wir uns folgendes vorstellen: $t_{takt} = 25$ ms bedeutet, daß das Impulstelegramm in einer Sekunde 40mal vom Sender zum Empfänger geschickt, dort in Kanalimpulse zerlegt und diese dann von dem Steuerglied ausgewertet werden. Rein theoretisch könnte also von einem zum anderen Impulste-

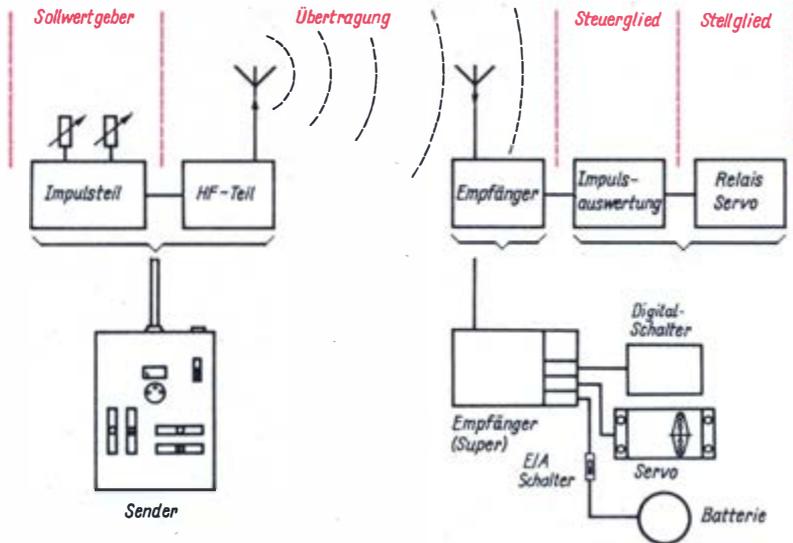


Bild 242. Bestandteile der Fernsteueranlage

5. Fernsteuertechnik

legramm ein neuer Sollwert, d. h. ein neues Fernsteuerkommando, übertragen werden. Die Zeit von Kommandoabgabe bis zur Wirkung im Steuerglied beträgt maximal $\frac{1}{40}$ Sekunde. Diese Zeitverzögerung können wir in der Praxis nicht wahrnehmen, da die Stellglieder eine viel größere Trägheit besitzen. Damit ist die geforderte gleichzeitige Fernsteuerung mehrerer Funktionen, auch als simultane Fernsteuerung bezeichnet, praktisch gewährleistet.

Aus diesen Vorüberlegungen leiten wir nun die Gerätekonzeption ab. Die proportionalen Sollwertgeber, die Kodierung und das HF-Teil werden in einem kleinen Handsender untergebracht (Bild 242). Der HF-Empfänger (Super) und der Dekoder bilden eine Baueinheit, kurz als Empfänger bezeichnet. An die Kanalausgänge des Empfängers schließen wir die Steuerglieder an. Beim Aufbau der Fernsteueranlagen hat sich die Konstruktionsvariante bewährt, bei der Steuer- und Stellglied zu einem Bau- oder Funktionsteil, z. B. digitaler Schalter, Servo (Kurzbezeichnung für Rudermaschine), Segelwinde, Fahrtregler u. a., zusammengefaßt sind. Diese Anlagenteile werden in der Fernsteuertechnik als „Auschaltgeräte“ oder, in Anlehnung an die Datenverarbeitung, als „periphere Geräte“ bezeichnet.

Wir kodieren das Fernsteuerkommando

Bei unseren weiteren Überlegungen und Experimenten gehen wir von dem Impulstelegramm sowie der Gerätekonzeption Handsender, Empfänger und periphere Geräte aus.

Als erste Aufgabe ist die Umwandlung des Fernsteuerkommandos in einen längenveränderbaren Impuls zu lösen. Dieser längenveränderbare Impuls mit der Impulszeit $t_{kan} = (1,6 \pm 0,6)$ ms stellt den Sollwert in der Steuerkette dar. Er tritt als Einzelimpuls am jeweiligen Kanalausgang des Empfängers auf, so daß wir ihn im weiteren als Kanalimpuls bezeichnen. An der Impulszeit $t_{kan} = (1,6 \pm 0,6)$ ms erkennen wir, daß sie dem Abstand von zwei Impulsen des Impulstelegramms entspricht. Damit wird auch deutlich, daß das Impulstelegramm eigentlich aus aneinandergereihten Kanalimpulsen besteht. Das ist eine Erkenntnis, auf die wir dann noch zurückkommen. Außer den längenveränderbaren Kanalimpulsen müssen auch die folgenden Impulspausen erzeugt werden. Am Impulstelegramm erkennen wir, daß sich diese Impulspause aus der Differenz von Taktzeit t_{takt} und der Summe der Kanalimpulsängen $n \cdot t_{kan}$ ergibt $t_p = t_{takt} - n \cdot t_{kan}$. Da die Taktzeit konstant und unabhängig von den Kanalimpulsen ist, wird sie von einem Taktgenerator erzeugt. Einen solchen Taktgenerator haben wir bereits als Torgenerator für den digitalen Drehzahlmesser entwickelt. Es ist ein astabiler Multivibrator, dessen Periodenzeit die Zeitbasis für das Impulstelegramm bildet. Zur Erzeugung des Kanalimpulses verwenden wir als digitale Grundschaltung die monostabile Kippstufe.

Für unsere ersten Experimente werden wir den astabilen Multivibrator und die monostabile Kippstufe mit digitalen IS aufbauen. Da uns das Verhalten des astabilen Multivibrators be-

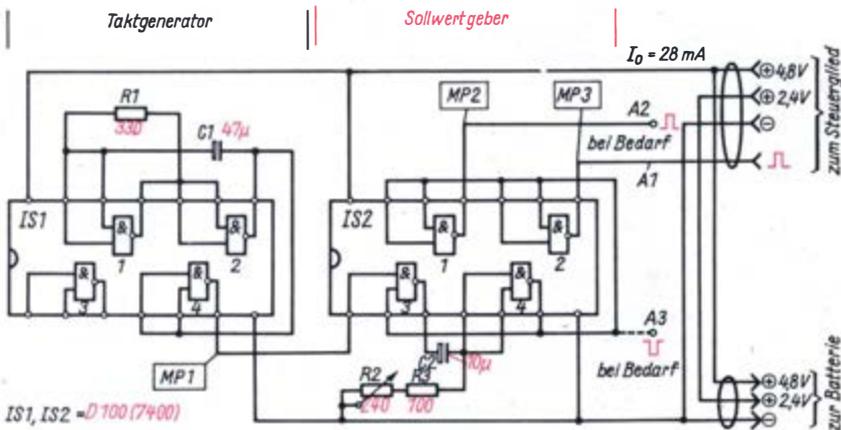


Bild 243. Kanalimpulsgenerator (Stromlaufplan)

reits bekannt ist, führen wir dazu keine gesonderten Experimente durch. Hier interessiert uns hauptsächlich das Verhalten der monostabilen Kippstufe, im weiteren kurz als Monoflop bezeichnet. Den Monoflop bauen wir aus zwei NAND-Gattern der IS „D 100“ (7400) auf (Bild 243). Das Verhalten dieser Schaltung haben wir bereits in einem Experiment (Bild 204) kennengelernt. Durch entsprechende Bemessung der zeitbestimmenden Glieder legen wir die Haltezeit des Monoflop in den Bereich des Kanalimpulses $t_{kan} = (1,6 \pm 0,6)$ ms. Da der Wert für den zeitbestimmenden Widerstand im Bereich $R = 100 \dots 750 \Omega$ liegen soll, wählen wir $R_2 + R_3 = (0 \dots 240 \Omega) + (100 \Omega)$. Damit erhalten wir mit $C_2 = 10 \mu F$

$$t_{kan1} = 0,69 \cdot 100 \Omega \cdot 10 \mu F \approx 0,69 \text{ ms und}$$

$$t_{kan2} = 0,69 \cdot 340 \Omega \cdot 10 \mu F \approx 2,3 \text{ ms.}$$

Da dieser Kanalimpuls etwa alle 25 ms wiederholt werden soll, triggern wir den Monoflop mit einem astabilen Multivibrator, dessen Taktzeit $t_{akt} = 1,38 \cdot R \cdot C = 1,38 \cdot 330 \Omega \cdot 47 \mu F \sim 21$ ms beträgt. Den astabilen Multivibrator schalten wir ebenfalls aus zwei NAND-Gattern. Diese Schaltung ist bekannt (Bild 76) und erprobt. Aus der Kombination von astabilem Multivibrator als Taktgenerator und Monoflop als Kanalimpulsgeber erhalten wir den Sollwertgeber. Diesen Sollwertgeber bauen wir zunächst auf der IS-Experimentierplatte auf. Die Funktion dieser Schaltung überprüfen wir mit einem Oszillografen. Steht der nicht zur Verfügung, erfolgt die Überprüfung mit der als nächstes entwickelten Schaltung des Digitalschalters. Am Impulsdigramm (Bild 244) bzw. dem Oszillogramm (Bild 245) erkennen wir den von den als Taktgenerator arbeitenden Gattern G 1 und G 2 von IS 1 erzeugten **Taktimpuls**. Gatter G 4 ist als Negator und Impulsformer

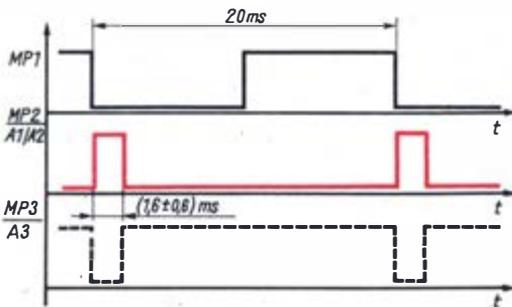


Bild 244. Impulsdigramm des Kanalimpulsgebers

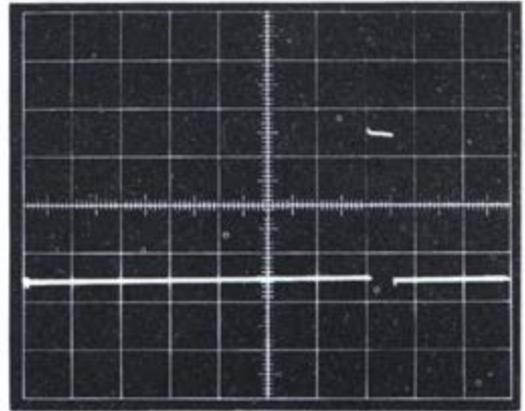


Bild 245. Oszillogramm des Kanalimpulsgenerators an A 1/2

geschaltet. Die HL-Flanke am Ausgang (Stift 6) triggert den Monoflop mit Gatter G 3 und G 4 in IS 2. Da der Monoflop mit dem HL-Sprung einen negativen Impuls abgibt, negieren wir diesen mit Gatter G 2 oder G 1 und erhalten den positiven Kanalimpuls.

Bei bestimmten Anwendungen werden zwei getrennte Kanalimpulse gewünscht. Durch Beschalten von G 1 und G 2 schaffen wir uns daher am Sollwertgeber (Kanalimpulsgenerator) zwei Ausgänge. Einige industriell hergestellte Modellfernsteueranlagen arbeiten mit negativem Kanalimpuls. Wollen wir die Aufschalteneinrichtung solcher Anlagen untersuchen oder erproben, liefert uns der Kanalimpulsgeber dafür auch den negativen Impuls, den wir am Stift 6 von IS 2 abgreifen können. Der Kanalimpuls-generator ist damit recht vielseitig verwendbar. Durch Verwendung eines Potentiometers erhalten wir am Ausgang den variierbaren Kanalimpuls mit $t_{kan} = (1,6 \pm 0,6)$ ms.

Der Digitalschalter ist ein Steuer- und Stellglied der Fernsteueranlage

Der Digitalschalter hat als Steuerglied die Aufgabe, den Kanalimpuls als Sollwert in eine Steuergröße umzuformen. Die Steuergröße wird dann als elektrisches Signal dem Stellglied, einem Relais, zugeführt. Das Relais soll schalten, wenn der Kanalimpuls t_{kan} kleiner als 1,6 ms wird ($t_{kan} < 1,6$ ms). Zunächst überlegen wir, wie die Lösung prinzipiell aussehen kann (Bild 246). Das Steuerglied prüft den Sollwert des Kanalimpulses auf seiner Informa-

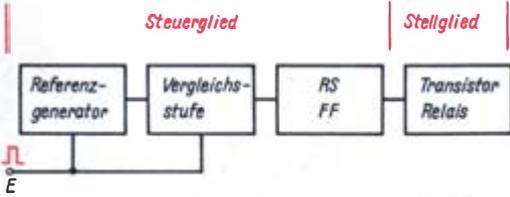


Bild 246. Übersichtsschaltbild des Digitalschalters

tionsgehalt, d. h. auf die Impulslänge. Jedes Prüfen ist ein Vergleichen. Also benötigen wir einen Vergleichsimpuls mit definierter Länge, in der Technik als *Referenzimpuls* bezeichnet. Dieser Referenzimpuls muß gleichzeitig mit dem Kanalimpuls auftreten, das erreicht man, wenn er vom Kanalimpuls ausgelöst wird. Die Schaltung, die einen getriggerten Ausgangsimpuls konstanter Länge erzeugt, ist das Monoflop. Den *Referenzgenerator* werden wir also als Monoflop aufbauen. Den Impulsvergleich können wir dann mit zwei NAND-Gattern durchführen. Für den Zustand $t_{kan} < t_{ref}$ tritt an einem NAND-Ausgang L-Pegel auf, für $t_{kan} > t_{ref}$ liegt dann am anderen NAND-Ausgang L-Pegel. Diese L-Pegel treten als *Restimpulse* bezeichnen. Da dieser Restimpuls alle 25 ms wiederholt wird, müssen wir noch eine digitale Schaltung anfügen, die erst schaltet, wenn die Restimpulse von einem NAND-Ausgang zum anderen wechseln. Auch für die Lösung dieser Aufgabe kennen wir bereits eine Grundschiung, das

RS-Flipflop. Am Ausgang des RS-Flipflop kann dann das Stellglied angeschaltet werden.

Wenn wir die prinzipielle Funktion soweit durchdacht haben, ist der Schaltungsentwurf nicht mehr schwierig. Alle Schaltungsglieder, bis auf das Stellglied, können wir mit NAND-Gattern realisieren (Bild 247). Das Zusammenwirken der Schaltungsglieder verdeutlicht das Impulsdigramm (Bild 248). Der Sollwert/Kanalimpuls, wie ihn der Kanalimpulsgenerator liefert, wird von Gatter G 1 negiert. Das ist notwendig, da der Monoflop (Referenzgenerator) von der HL-Flanke getriggert wird, bei positivem Kanalimpuls ist aber die erste Flanke eine LH-Flanke. Der negierte Kanalimpuls (MP 1) triggert den Referenzgenerator mit G 3 und G 4. Der Referenzimpuls (MP 2) wird durch Gatter G 2 ebenfalls negiert. Damit stehen Kanal- und Referenzimpulse in positiver und negierter Form zur Verfügung. Mit R_2 stellen wir die Dauer des Referenzimpulses auf $t_{ref} = 1,6$ ms ein. Es können nun die drei Fälle eintreten:

1. $t_{kan} < t_{ref}$
2. $t_{kan} > t_{ref}$
3. $t_{kan} = t_{ref}$.

Am Ausgang des NAND-Gatters tritt nur L-Pegel auf, wenn beide Eingänge H-Pegel haben. Für Fall 1 haben wir H-Pegel für den Restimpuls $t_{ref} - t_{kan} = t_{rest1}$, wenn der Referenzimpuls noch H und der Kanalimpuls schon wieder H ist. Also brauchen wir den Referenzimpuls in positiver Form (MP 3) und den Kanalimpuls in negierter Form (MP 1) und führen beide

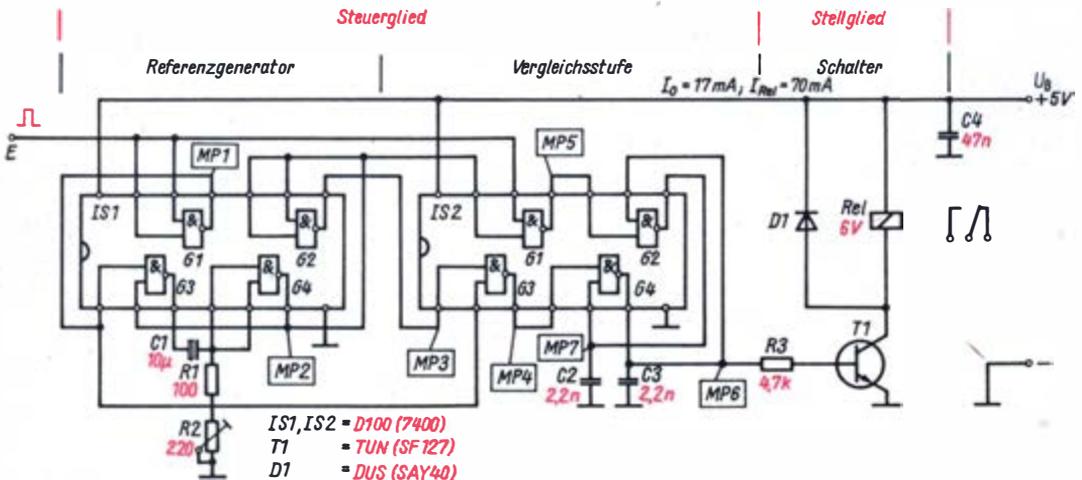
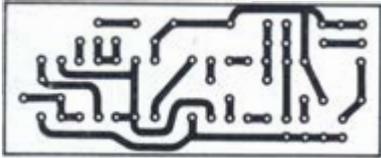


Bild 247. Digitalschalter (Stromlaufplan)

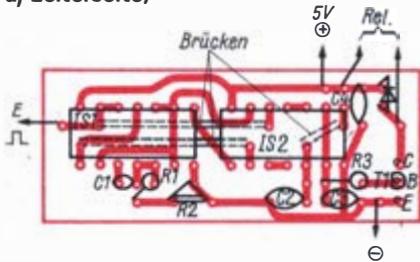
Funktionieren die Schaltungen Kanalimpuls-generator und Digitalschalter im Experimentieraufbau einwandfrei, zeichnen wir die Leiterplatten und übertragen die Bauelemente von der Experimentierplatte auf die Leiterplatte (Bild 249 und 250). Da uns der Kanalimpulsge-

füllt. Der Sollwert = Kanalimpuls ist $t_{kan} = (1,6 \pm 0,6)$ ms lang und wird alle 25 ms wiederholt. Da wir den Kanalimpuls auf jeden Wert zwischen 1,0 ms und 2,2 ms einstellen können, ist er unser proportionaler Sollwertgeber. Mit diesem proportionalen Sollwertgeber können wir dann **auch Schaltfunktionen** bedienen. Wir müssen den Schalterpunkt, z. B. des Digitalschalters, nur in den Bereich von 1,0...2,2 ms legen. Damit erübrigt sich die Entwicklung eines Sollwertgebers für Schaltkommandos. Auf der Leiterplatte des Digitalschalters ist kein Platz für das Relais vorgesehen. Die Auswahl des Relaisstyps ist vom Einsatzzweck und auch vom erhältlichen Typ abhängig (Strombelastbarkeit der Kontakte beachten!). Der Leser vervollständigt also, je nachdem, ob er ein oder zwei Relais vorgesehen hat, und nach dem Relaisstyp die Leiterbahnen. Bei manchen, vor allem gedrängten Aufbauten ist es günsti-

Bild 250. Leiterplatte des Digitalschalters:



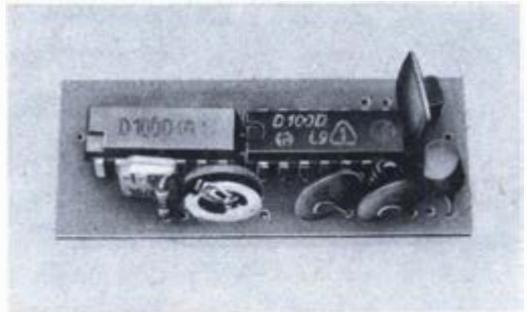
a) Leiterseite,



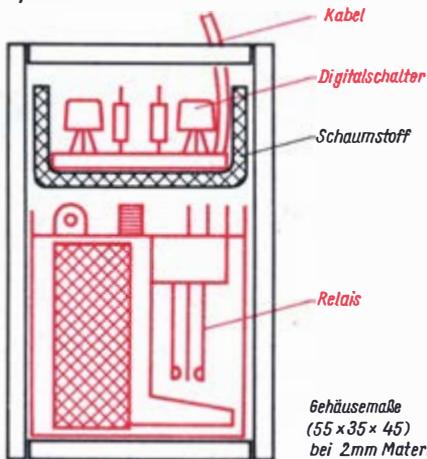
b) Bestückungsplan

nerator (Bild 251) für spätere Prüf- und Abgleicharbeiten an der Fernsteueranlage gute Dienste tun kann, bauen wir ihn in ein kleines Gehäuse ein (Bild 253). Auf der Oberseite ist eine Skala angebracht, die in ms geteilt ist. Die Teilung der Skala tragen wir ein, wenn der Kanalimpulsgeber an einen Oszillografen mit geeichter Zeitbasis angeschlossen ist. Mit dem Kanalimpulsgeber haben wir ein Gerät, das die eingangs gestellten Forderungen er-

Bild 252. Digitalschalter:



a) Muster,



Gehäusemaße
(55 x 35 x 45)
bei 2mm Material

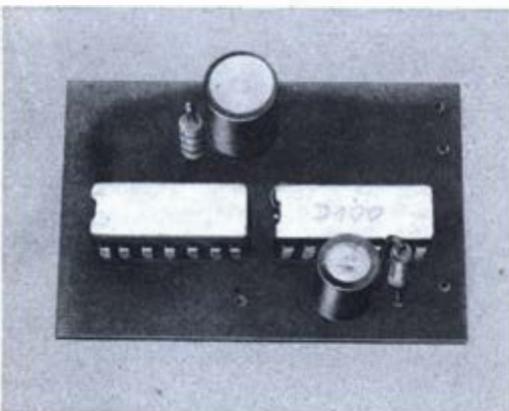


Bild 251. Mustersaufbau des Kanalimpulsgenerators

b) Einbau im Gehäuse

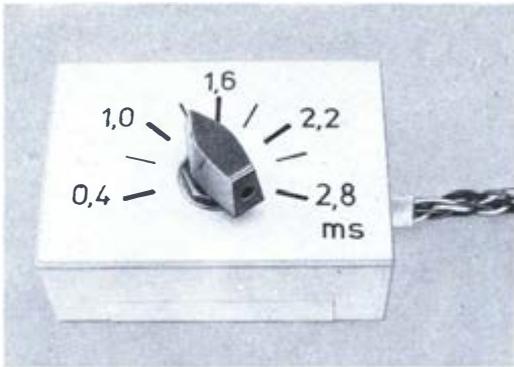


Bild 253. Kanalimpulsgeber als Gerät

ger, das oder die Relais nicht auf der Leiterplatte zu montieren. Die drei Brücken auf der Oberseite löten wir ein, ehe die IS eingesetzt werden. Für den Digitalschalter (Bild 252) fertigen wir ein kleines stabiles Gehäuse. Mit den beiden Geräten Kanalimpulsgeber und Digitalschalter können wir schon eine Schaltfunktion fernsteuern. Dazu müßten wir den Sollwert über eine Drahtleitung zum Modell übertragen. Aber eine Funktion ist wenig reizvoll. Wir werden daher als nächstes die Kodierung so vervollständigen, um auch eine zweite Funktion fernzusteuern.

Wir übertragen zwei Fernsteuersignale zeitmultiplex

Wie die zeitmultiplexe Informationsübertragung im Impulsdigramm aussieht, haben wir an Bild 241 erörtert. Dabei erkannten wir, daß z. B. bis zu sieben Einzelinformationen über einen Übertragungskanal übertragen werden können. Diese Tatsache wird in der Informa-

tionsübertragung vielfältig und immer dann genutzt, wenn nicht genügend Übertragungskanäle zur Verfügung stehen. Ein typisches Anwendungsbeispiel dafür ist die zeitmultiplexe Ansteuerung von Zifferanzeigen. Die als nächstes zu lösende Aufgabe besteht darin, aus den Funktionsgruppen Taktgenerator und Kanalimpulsgeber eine Schaltung zu entwickeln, die die Information zeitmultiplex, wie im Impulsdigramm auf Bild 241 dargestellt, kodiert. Dazu brauchen wir einen Taktgenerator, zwei Kanalimpuls- bzw. Sollwertgeber und den Multiplexkoder, kurz als *Multiplexer* bezeichnet. Die zeitmultiplex kodierten Informationen werden übertragen und im Modell von einem Demultiplexer, auch als Dekoder bezeichnet, wieder in einzelne Kanalimpulse zerlegt. Damit können wir das Übersichtsschaltbild 254 zeichnen. Der Abstand zweier Impulse t_i im Impulstelegramm entspricht der Kanalimpulslänge t_{kan} . Der Multiplexer muß nun aus der Vorderflanke des ersten Kanalimpulses den ersten Impuls t_1 erzeugen. Die Rückflanke des ersten Kanalimpulses tritt zeitgleich mit der Vorderflanke des zweiten Kanalimpulses auf und ergibt den zweiten Impuls t_2 . Die Rückflanke des zweiten Kanalimpulses löst dann den dritten Impuls t_3 aus. Die Kanalimpulse werden also zeitlich nacheinander erzeugt, unabhängig von ihrer Länge, und aneinandergereiht. Wir müssen also nur dafür sorgen, daß die Rückflanke des ersten Kanalimpulses den zweiten Kanalimpulsgeber (Monoflop) triggert. Das Impulsteil des Senders, bestehend aus Taktgenerator, Kanalimpulsgeber und Multiplexer, entwickeln wir als Transistorschaltung. Die Transistorschaltung arbeitet mit geringerem Strom als die vergleichbare TTL-Schaltung und ist einfach auf mehrere Kanäle erweiterungsfähig.

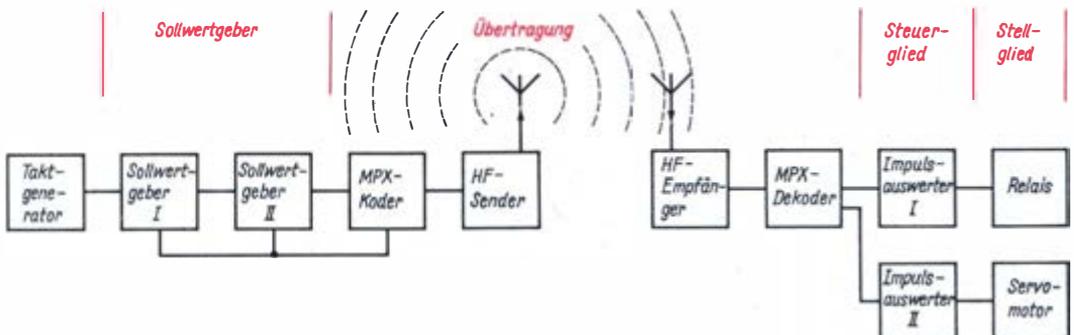


Bild 254. Übersichtsschaltbild der proportionalen Zweikanalfernsteuerung

5. Fernsteuertechnik

Kleinerer Strom bedeutet längere Betriebszeit der Batterie des Senders.

Der Taktgenerator ist ein astabiler Multivibrator (Bild 255), dessen Taktzeit mit $R_2 = R_3 = R_T$ und $C_2 = C_5 = C_T$ zu $t_{\text{takt}} = 1,38 C_T \cdot R_T \approx 20,7$ ms eingestellt ist. Die hintere Flanke des Taktimpulses triggert den ersten Monoflop mit T_3 (Bild 256). Als Sollwertgeber verwenden wir monostabile Kippstufen mit nur einem Transistor. Im stabilen Zustand ist z. B. der Transistor T_3 der Kippstufe über R_7 leitend, sein Ausgang (MP3) führt L-Pegel. Durch die HL-Flanke des Taktimpulses wird T_3 über C_6 gesperrt, an MP3 liegt damit H-Pegel. C_6 entlädt sich über R_7 , so daß T_3 nach der Zeitkonstanten wieder leitend wird und die Kippstufe in den stabilen Zustand zurückkehrt. Damit ist an MP3 ein vollständiger Kanalimpuls entstanden (Bild 257c). Die Länge des Kanalimpulses ist aber nicht nur von den Werten für C_6 und R_7 abhängig, sondern auch von der Schleiferstellung an R_4 und R_5 . Das bedeutet, mit der Potentiometerstellung können wir die Kanalimpulslänge einstellen und so den Sollwert kodieren. Mit R_4 stellen wir den Mittelwert des Sollwertes ein. Diesen Vorgang bezeichnet man auch als *Trimmen*, da wir dann am Modell damit die Mittel- oder Neutrallage des

Stellgliedes elektronisch einstellen bzw. das Modell auf neutrales Fahr- oder Flugverhalten trimmen können. Der eigentliche Sollwert der Steuerung mit seiner Proportionalinformation wird mit R_5 eingestellt. Die hintere Flanke des ersten Kanalimpulses triggert über C_9 die zweite Kippstufe, die in der gleichen Weise den zweiten Kanalimpuls erzeugt. Nun haben wir die beiden längenveränderbaren Kanalimpulse mit $t_{\text{kan}} = (1,6 \pm 0,6)$ ms und müssen diese zeitmultiplex kodieren. Die Aufgabe übernehmen die RC-Glieder zwischen den Kollektoren von T_2, T_3, T_4 und Masse sowie das Diodengatter $D_1 \dots D_3$. Die HL-Flanke des Taktimpulses lädt C_7 auf, so daß an MP2 ein Nadelimpuls (Bild 257b) entsteht. Das RC-Glied R_6/C_7 ist ein Differenzierglied. Der negative Nadelimpuls wird von der Diode D_1 auf die Sammelleitung (MP5) geführt. An MP2 entsteht durch die LH-Flanke des Taktimpulses auch ein positiver Impuls, aber der wird von der Diode D_1 gesperrt. Ebenso erzeugen die HL-Flanken der beiden Kanalimpulse an den Differenziergliedern R_{10}/C_{10} und R_{13}/C_{12} negative Nadelimpulse, die durch D_2 und D_3 auf MP5 geführt werden. Damit haben wir an MP5 eine Nadelimpulsfolge, deren Abstand die Kanalinformationen zeitmultiplex kodiert enthält. Die Nadel-

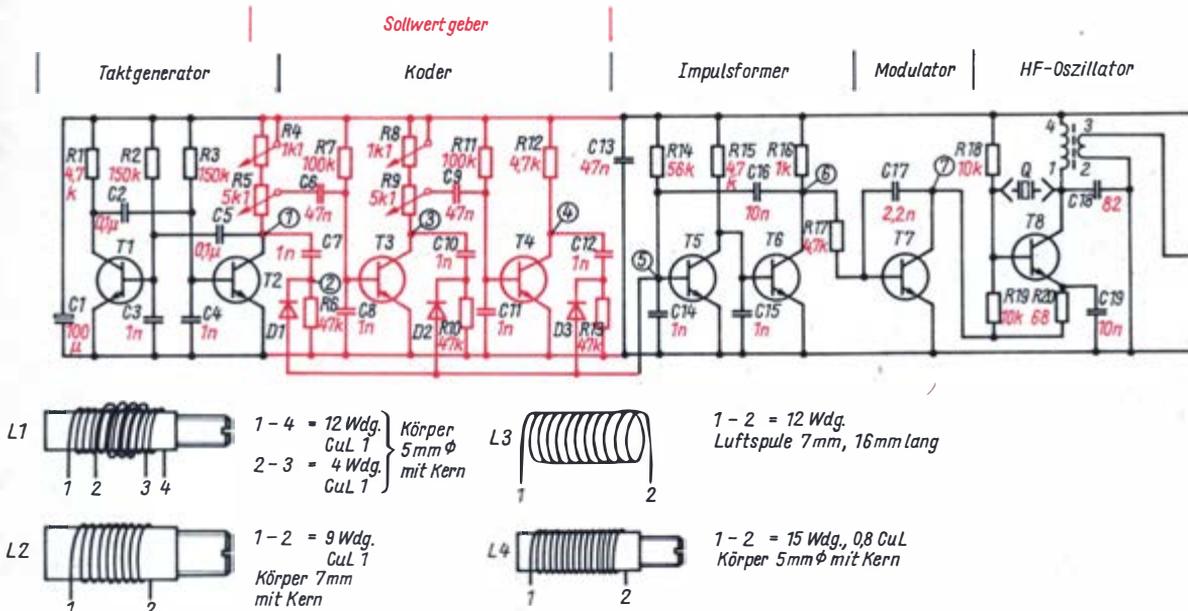


Bild 255. Zweikanalfernsteuersender (Stromlaufplan)

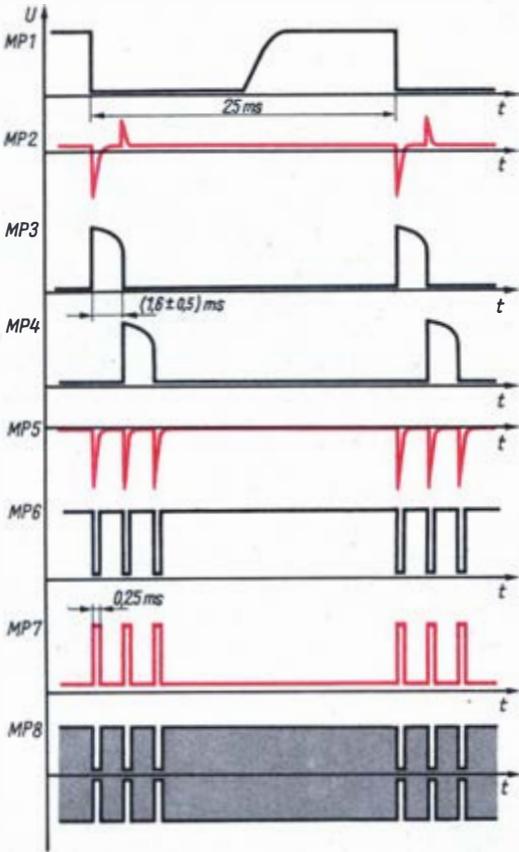
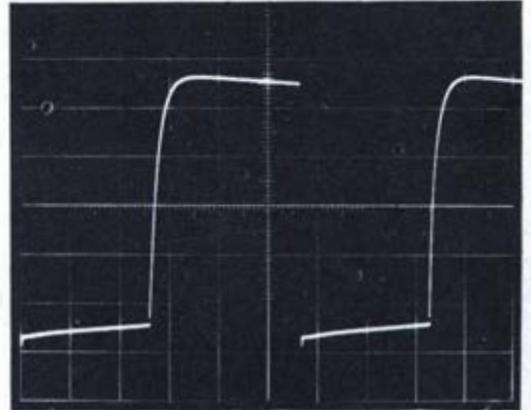


Bild 256. Impulsdigramm des Fernsteuersenders

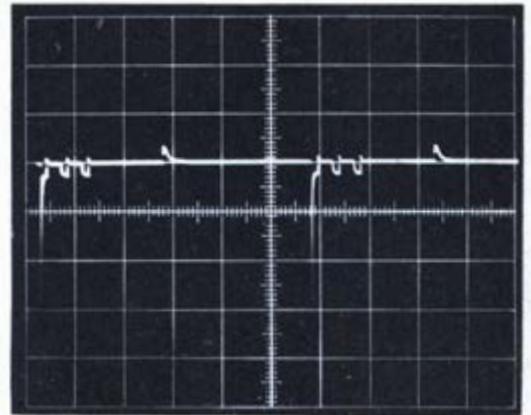
impulse werden von dem monostabilen Multivibrator mit T_5/T_6 zu schmalen Rechteckimpulsen geformt, so daß wir an MP6 das komplette Impulstelegramm zur Verfügung haben. Die Dauer der Rechteckimpulse beträgt entsprechend der Zeitkonstanten des Monoflop mit $t_i = 0,69 \cdot R_{14} \cdot C_{16} \approx 0,18$ ms. Die Kondensatoren mit Wert 1 nF zwischen Basis und Masse an den Transistoren $T_1 \dots T_6$ haben die Aufgabe, HF-Schwingungen im Impulsteil zu verhindern.

Das komplette Impulsteil mit $T_1 \dots T_6$ bauen wir auf die Experimentierplatte auf und erpro-

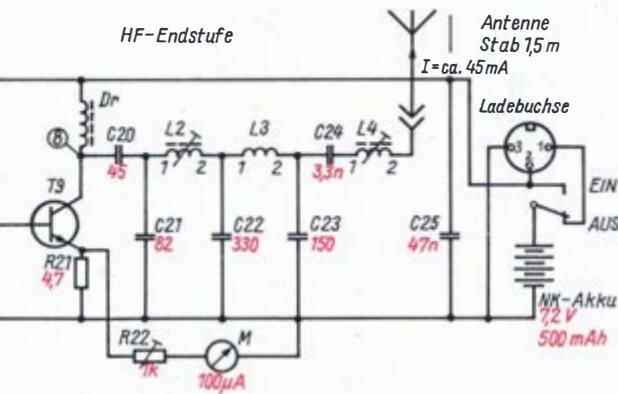
Bild 257. Oszillogramme des Fernsteuersenders:



a) an MP 1,

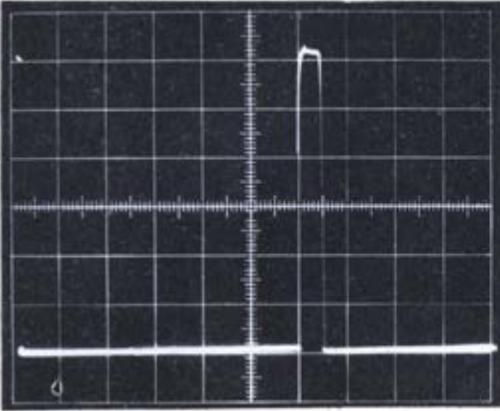


b) an MP 2,

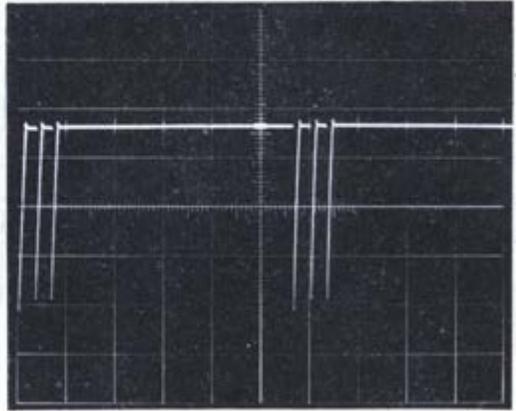


- D1... D3 = DUS
- T1... T7 = TUN
- T8, T9 = SF 127, 2 N 2218 o.ä.
- Dr = 10 μ H
- für größeren Trimbereich
- R4, R8 = 2,2 k Ω

5. Fernsteuertechnik



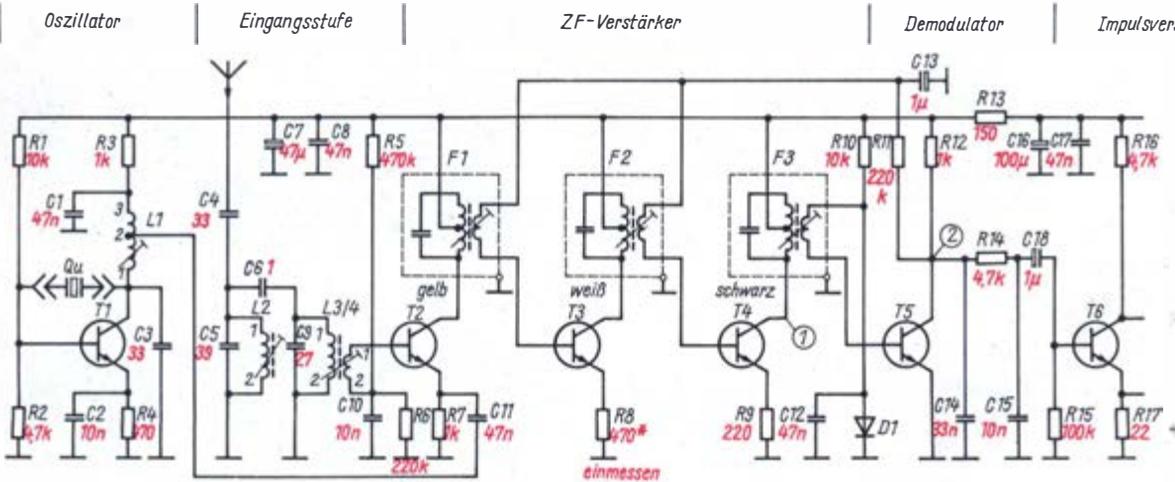
c) an MP3.



d) an MP5.

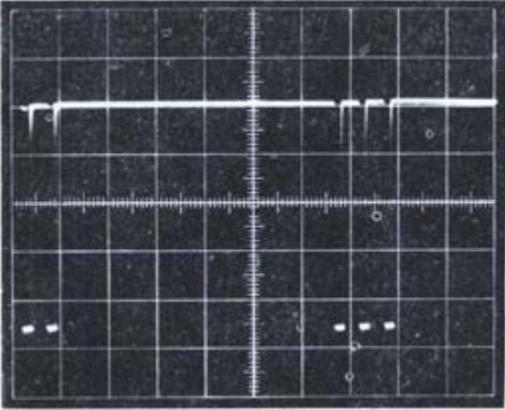
ben es dann zusammen mit dem Dekoder. Die Bauelemente übertragen wir erst nach der Erprobung auf die Leiterplatte, auf der auch das komplette HF-Teil aufgebaut wird. Für die Erprobung stellen wir die Schleifer an den Potentiometern R_4 und R_8 auf Mitte. Die Schleifer an den Potentiometern R_5 und R_9 stellen wir so

ein, daß wir mit dem Ohm-Meßbereich des Vielfachmessers zwischen Schleifer und Plusanschluß (mit R_4 bzw. R_8) etwa einen Wert von $1,5\text{ k}\Omega$ messen. Dann erhalten wir etwa die mittlere Kanalimpulslänge von $t_{kan} = 1,6\text{ ms}$.



- L1 20+3 Wdg. 0,6 CuL
 $\phi 4\text{ mm}$ mit Kern
- L2 11 Wdg. 0,6 CuL
 $\phi 4\text{ mm}$ mit Kern
- L3 12 Wdg. + L4 = 4 Wdg.
0,6 CuL $\phi 4\text{ mm}$ mit Kern

- F1 = LMC 4100A o.ä.
- F2 = LMC 4101A o.ä.
- F3 = LMC 4102A o.ä.
- F1...F3 = ZF-Filter für 455kHz
- G6 = 2 x 10 mm CuL 0,6 miteinander verdrillt



e) an MP6

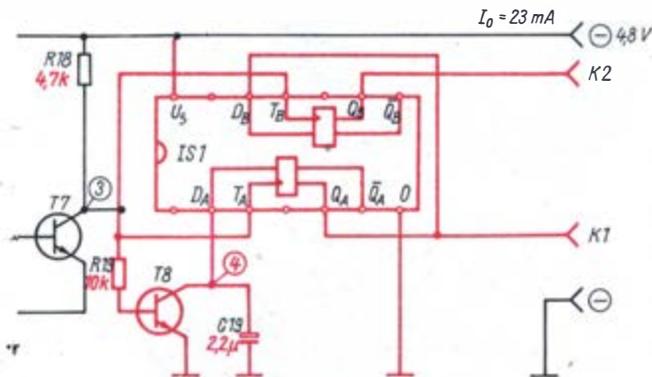
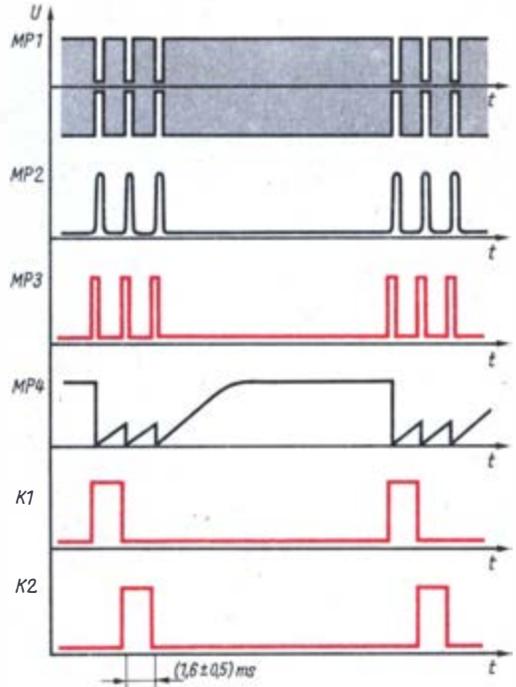
Das Zeitmultiplexsignal wird dekodiert

Das im Sender zeitmultiplex kodierte Signal muß auf der Empfängerseite wieder dekodiert, d. h., in einzelne Kanalimpulse aufgelöst werden. Aus der Vorderflanke des ersten Impulses des Impulstelegramms erzeugen wir die Vor-

erstärker

Dekoder

Bild 259. Impulsdiagramm des Zweikanalempfängers



- Qu = siehe Text
- T1...T5 = SF216D, SF115 o.ä.
- T6...T8 = TUN
- D1 = DUS
- IS1 = 7474, D174

Bild 258. Zweikanalfernsteuerempfänger (Stromlaufplan)

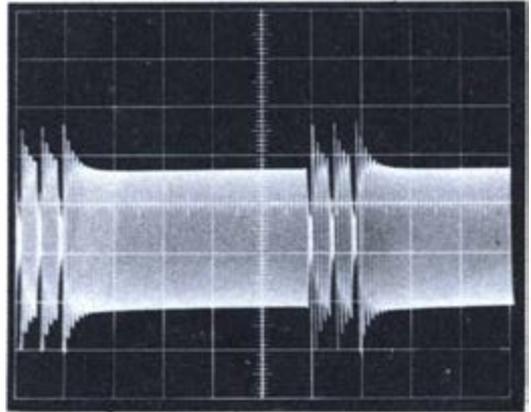
derflanke des ersten Kanalimpulses und aus der Vorderflanke des zweiten Impulses die Rückflanke des ersten Kanalimpulses. Gleichzeitig soll der zweite Impuls die Vorderflanke des zweiten Kanalimpulses erzeugen. Wir benötigen also eine Schaltung, die die Information vom ersten zum zweiten Impuls speichert. Als elektronischer Speicher eignet sich das Flipflop. Wir dekodieren also, indem der erste Impuls des Impulstelegramms das Flipflop setzt, der zweite es zurücksetzt, aber gleichzeitig ein nächstes Flipflop setzt. Der dritte Impuls setzt das zweite Flipflop dann zurück. An den Ausgängen der beiden Flipflops haben wir damit wieder, sauberlich getrennt, die beiden Kanalimpulse.

Als Flipflop für die Dekodierung ist das D-Flipflop verwendbar. Da nur ein Speicher für 2 Bit benötigt wird, genügt das integrierte 2-D-Flipflop „D 174“ (7474). Merkmal des D-Flipflop ist, daß es mit jeder LH-Flanke des Taktimpulses am Eingang den zu diesem Zeitpunkt am Eingang D liegenden Pegel in den Ausgang Q übernimmt. Für die vorliegende Aufga-

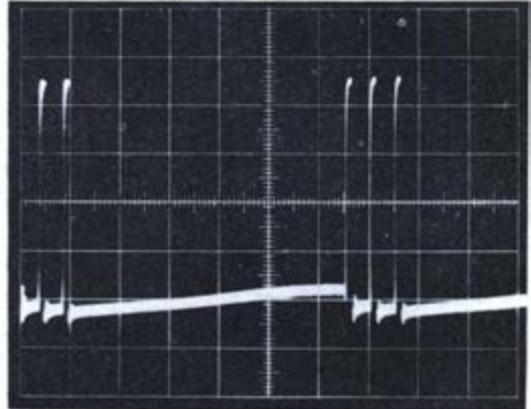
benstellung bedeutet das, ein zum Zeitpunkt t_n an Eingang D gegebener Pegel erscheint am Ausgang Q erst zum Zeitpunkt der nächsten LH-Flanke. Diese LH-Flanken aber liefern uns die Impulse des Impulstelegramms, sie werden auf die Takteingänge des 2-D-Flipflop geschaltet (Bild 258) (rot gezeichnet). Damit der H-Pegel in den Ausgang Q_A übernommen werden kann, erhält der D_A -Eingang über T_8 H-Pegel, denn zwischen den Impulsen führt MP 3 L-Pegel (Bild 259). Der erste Impuls entlädt über T_8 den Kondensator C_{19} , so daß dann am D_A -Eingang L-Pegel anliegt. In den kurzen Impulspausen von etwa 1,6 ms kann sich C_{19} nicht weit genug aufladen, so daß der L-Pegel am Eingang D_A für die Dauer des Impulstelegramms erhalten bleibt. Die zweite LH-Flanke des Impulstelegramms übernimmt dann den L-Pegel von D_A in den Ausgang Q_A , und damit ist an diesem Ausgang der vollständige Kanalimpuls von Kanal 1 entstanden. Da aber der Ausgang Q_A mit dem Eingang D_B verbunden ist, liegt nach der ersten LH-Flanke an D_B ebenfalls H-Pegel. Wenn nun die zweite LH-Flanke eintrifft, wird der H-Pegel von D_B in den Ausgang Q_B übernommen, die LH-Flanke des Kanalimpulses für Kanal 2 ist an Q_B entstanden. Die dritte LH-Flanke des Impulstelegramms bleibt an Eingang T_A wirkungslos, da D_A noch auf L-Pegel ist, schaltet aber am zweiten D-FF den L-Pegel von D_B , entspricht dem L-Pegel von Q_A , da der erste Kanalimpuls fertig ist, auf Ausgang Q_B . Damit entsteht, entsprechend dem Pulsabstand vom zweiten zum dritten Impuls, die HL-Flanke des Kanalimpulses für Kanal 2. Mit diesem Durchlauf haben wir also aus dem Impulsdigramm an den beiden Ausgängen $Q_A = K_1$ und $Q_B = K_2$ die Kanalimpulse getrennt zur Verfügung. Eine Schaltung mit solch einem Verhalten bezeichnet man als Schieberegister mit paralleler Ausgabe. In unserem Fall ist es ein 2-Bit-Schieberegister. Durch Hintereinanderschaltung von mehreren 2-D-FF könnten wir also Schieberegister mit mehr Ausgängen entwickeln und damit auch 4- oder 6-Kanal-Dekoder aufbauen.

Nach dem Durchlauf eines Impulstelegramms muß das Schieberegister in den Anfangszustand gesetzt werden, damit es beim nächsten Impulstelegramm wieder mit dem ersten Impuls beginnt. Die Forderung erfüllen wir mit C_{19} . Wenn das Impulstelegramm durch-

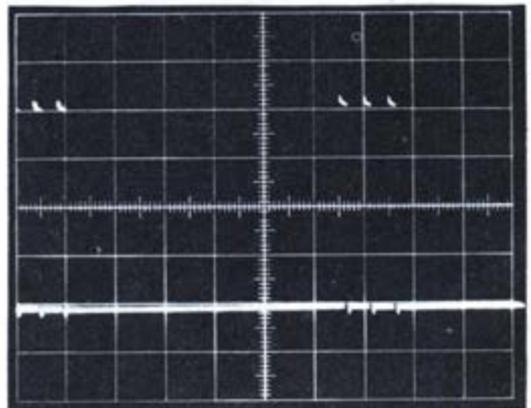
Bild 260. Oszillogramme des Zweikanalempfängers:



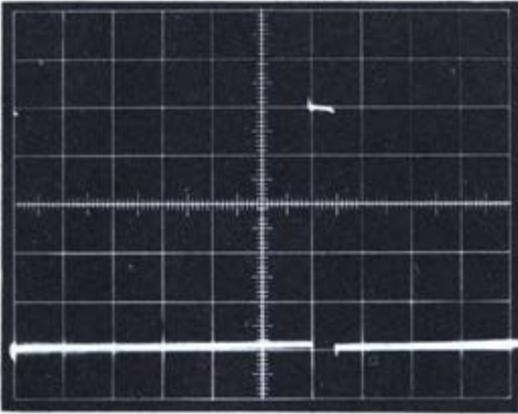
a) an MP 1,



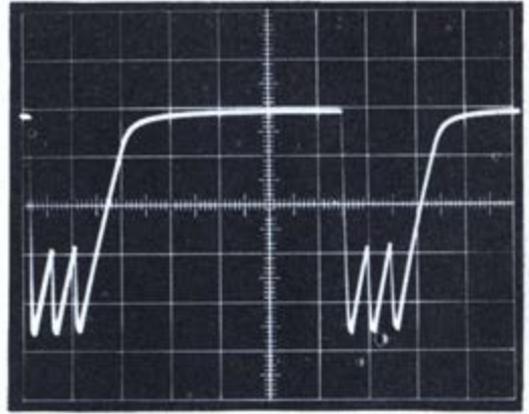
b) an MP 2,



c) an MP 3,



d) an MP 4,

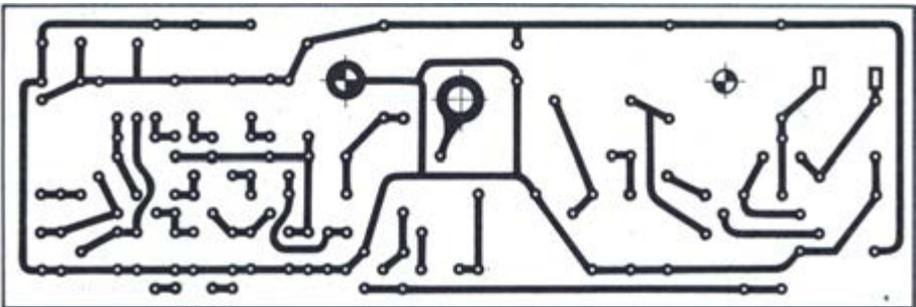


e) an K 1/2

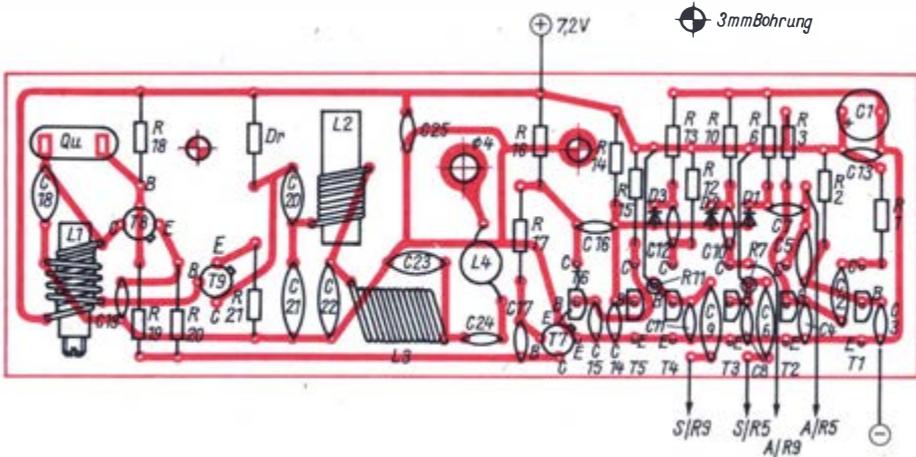
gelaufen ist, lädt sich C_{19} auf und legt den Eingang D_A auf H-Pegel. Damit ist der Ausgangszustand wieder hergestellt (Bild 260). Die Schaltung des Dekoders bauen wir ebenfalls

auf der Experimentierplatte auf und verbinden sie mit dem Senderimpulssteil. Wir schalten MP 7/Sender (statt HF-Oszillator einen Widerstand $R_x = 4,7 \text{ k}\Omega$ schalten) auf MP 3/Empfän-

Bild 261. Leiterplatte des Zweikanalsenders:



a) Leiterseite,

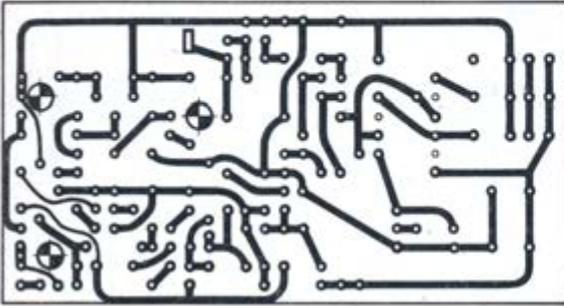


b) Bestückungsplan

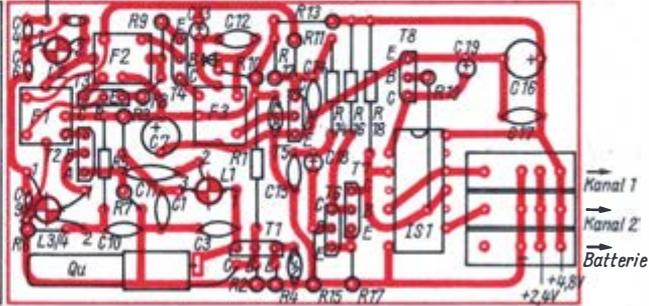
ger, ebenso Plus- und Masseleitung. Die Spannung für die gesamte Schaltung ist 48...5 V von der Empfängerbatterie. Die Funktion überprüfen wir mit dem Digitalsschalter. Arbeiten beide Schaltungsteile einwandfrei, fertigen wir die Leiterplatten von Sender und

Empfänger und übertragen die Bauelemente von der Experimentierplatte auf die Leiterplatten (Bild 261 und 262). Die Leerstellen auf den Leiterplatten machen die nächste Aufgabe deutlich, die Baugruppen für die HF-Signalübertragung sind zu entwickeln.

Bild 262. Leiterplatte des Zweikanalempfängers:



a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

Die HF-Übertragung des Fernsteuersignals

Für unsere Aufgabenstellung „Fernsteuerung“ ist die HF-Übertragung zwar wichtig, aber nicht Hauptgegenstand. Wir können daher nur einige wichtige Zusammenhänge – und diese nur regelartig – betrachten, um die Fernsteueranlage funktionsfähig aufzubauen und das Zusammenwirken zu verstehen. Der Leser, der sich ausführlicher mit den sicher sehr interessanten Problemen der HF-Technik wie HF-Oszillatoren, -Verstärker, Modulation, Antenne, Super u. a. befassen möchte, sei auf die entsprechende Fachliteratur verwiesen. Unsere Aufgabe lautet: Wegen des günstigen Wirkungsgrades und der damit erzielbaren Reichweite ist der Steuerungssollwert *hochfrequent* zu übertragen. Das bedeutet, die Hochfrequenzwechselfrequenz ist der Träger der Signalinformation. Wir müssen also mit entsprechenden Schaltungen die Hochfrequenz (Abk. HF) erzeugen, sie mit dem Signal *modulieren*, aussenden, im Modell empfangen und die Signalinformation wieder von der HF trennen. Entsprechend diesen Überlegungen unterscheiden wir im Sender-HF-Teil die Funktionsgruppen (Bild 263):

- der *HF-Oszillator* erzeugt die HF,
- der *Modulator* moduliert die HF mit dem Sollwert-Signal,

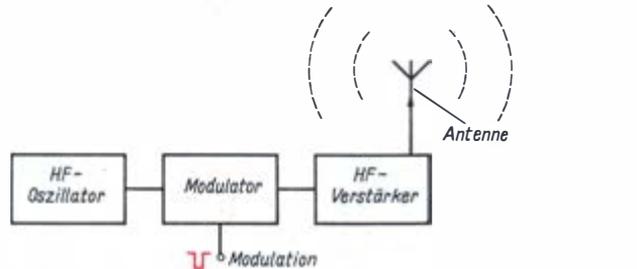


Bild 263. Übersichtsschaltbild des Sender-HF-Teils

- der *HF-Verstärker* verstärkt die HF auf die für die Reichweite der Anlage notwendige Leistung,
- die *Antenne* strahlt die HF ab.

Alle diese Funktionsgruppen sind auf dem Stromlaufplan (Bild 255) eingezeichnet.

Der HF-Oszillator mit T_8 enthält als bereits bekanntes Bauelement den *Schwingquarz* Qu. Der Quarz ist erforderlich, damit die Frequenz des Oszillators genau eingestellt und selbst bei schwankender Temperatur und Batteriespannung konstant bleibt. Für Sender und dann auch für den Empfänger verwenden wir den Quarz im Subminiaturhalter (Bild 264). Die hohe *Frequenzstabilität* ermöglicht es dann

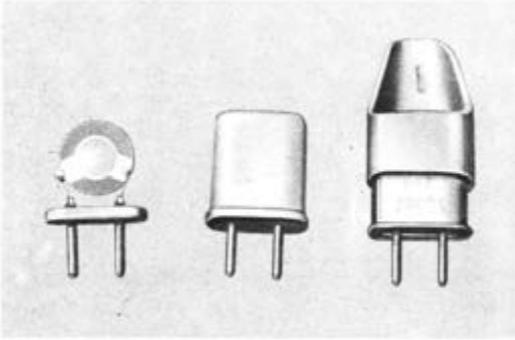


Bild 264. Quarze im Subminiaturhalter in steckbarer Ausführung

auch, mehrere Fernsteuersender gleichzeitig im 27,12-MHz-Band zu betreiben. Zu diesem Zweck ist das Fernsteuerband in HF-Kanäle eingeteilt. Wenn wir unseren Sender sorgfältig aufbauen und abgleichen, können wir mit einer Bandbreite von $B = 20$ kHz rechnen. Bei gleichzeitigem Betrieb mit anderen Anlagen müssen wir daher immer einen ausreichenden Abstand zum HF-„Nachbarn“ freilassen. Für amplitudenmodulierte Anlagen mit $B = 20$ kHz gibt es die in der Tabelle gekennzeichneten Vorzugskanäle. Diese Einteilung ist historisch entstanden. Den von unserem Sender belegten HF-Kanal kennzeichnen wir am besten mit einem Aufkleber am Sender. Die immer stärkere Belegung des 27,12-MHz-Bandes mit Fernsteueranlagen und Sprechfunkgeräten führte zur Entwicklung von FM-Schmalbandanlagen durch die Industrie. Schmalband bedeutet, daß die Anlage eine Bandbreite von

$B < 10$ kHz hat und bei durchgehendem Schmalbandbetrieb jeder der 32 HF-Kanäle belegt werden kann.

Der Sender soll zwar die Frequenz genau einhalten, sie muß aber bei Bedarf auch einfach und schnell wechselbar sein. Aus dem Grund verwenden wir Quarze, die im Sender und Empfänger von außen einsteckbar sind. Mit der Spule L_1 können wir den HF-Oszillator genau auf die Resonanzfrequenz 27,12 MHz abstimmen. Die Bandbreite des Schwingkreises L_1/C_{18} ist so groß, daß der Oszillator auf allen Frequenzen des 27,12-MHz-Bandes sicher schwingt. Der Transistor T_7 ist unser Modulator. Das Impulstelegramm an MP 6 schaltet T_7 abwechselnd auf leitend und gesperrt, er arbeitet also als Schalter. Damit legt T_7 den Oszillator im Takt der Impulse des Impulstelegramms an die Spannung. Liegt an MP 6 ein L-Pegel (Impuls), sperrt T_7 , und die HF-Schwingungen des Oszillators setzen aus. Bei H-Pegel an MP 6 schwingt der Oszillator. Damit schwankt die HF-Amplitude im Takt des Impulstelegramms, sie ist impulsmoduliert. Diese impulsmodulierte HF wird vom Endstufentransistor T_9 verstärkt. Die Verstärkung in der Endstufe bestimmt die HF-Leistung, die wir der Antenne zuführen können.

Die Antenne ist ein elektrisch schwingungsfähiges Gebilde mit ähnlichem Verhalten wie ein Schwingkreis. Mit der Spule L_4 stimmen wir sie auf Resonanz ab. Die Antenne stellt für den Endstufentransistor den Arbeitswiderstand dar, in dem die leitungsgebundene HF in Strahlung umgewandelt wird. Sie hat also

Kanalaufteilung des 27,12-MHz-Fernsteuerbandes mit den bevorzugten Frequenzen für AM-Fernsteueranlagen

Kanal-Nr.	Sendefrequenz in MHz	Oszillatorfrequenz des Empfängers für ZF = 455 kHz in MHz
2	26,975	26,520
4	26,995	26,540
7	27,025	26,570
9	27,045	26,590
11	27,065	26,610
14	27,095	26,640
17	27,125	26,670
19	27,145	26,690
21	27,165	26,710
24	27,195	26,740
27	27,225	26,770
30	27,255	26,800

einen Widerstand, der aber mit $R_5 \approx 35 \Omega$ relativ niedrig ist. Wir müssen also den Ausgangswiderstand des Endstufentransistors an den Antennenwiderstand anpassen. Diese Aufgabe übernimmt das LC-Netzwerk $C_{21}/L_2/C_{22}/L_3/C_{23}$, das als Collins- oder Pi-Filter bezeichnet wird.

Die Bezeichnung „Filter“ deutet noch auf eine weitere Funktion hin; die Schaltung filtert unerwünschte Frequenzen heraus bzw. hält sie in dem Fall von der Antenne fern. Solche unerwünschten Frequenzen sind *Oberwellen*, ganzzahlige Vielfache der Grundwelle bzw. Grundfrequenz, die andere Funkdienste stören. In der Landfunkordnung ist genau festgelegt, welchen Spannungswert die Oberwellen nicht überschreiten dürfen. Der „Oberwellengehalt“ unseres Senders wird daher bei der Anmeldung bzw. Abnahme genau überprüft. Bei jeder Schwingungserzeugung und Verstärkung entstehen Oberwellen, also auch im HF-Oszillator und in der Endstufe. Durch sorgfältige Abstimmung des Oszillators mit L_1 und des Collinsfilters mit L_2 halten wir den Oberwellengehalt der HF-Abstrahlung unseres Senders gering.

Der Widerstand R_{21} wirkt als Gegenkopplung für den Endstufentransistor und mindert dessen Verstärkerwirkung sowie den Klirrfaktor. Wir können die HF-Leistung des Senders etwas steigern, wenn wir R_{21} kleiner machen, z. B. $2,2 \Omega$, oder einen Kondensator ($C = 10 \text{ nF}$ Scheibe) parallelschalten. Ob dies notwendig ist, sollten wir mit einem Reichweitenversuch

ausprobieren. Wir benutzen den Gleichspannungsabfall an R_{21} zur HF-Anzeige des Senders mit dem kleinen Indikatorgerät M. Damit dient das Indikatorgerät als Kontrollanzeige für die abgestrahlte HF. Wenn der Oszillator nicht schwingt (z. B. Quarz defekt oder nicht eingesteckt), sperrt T_9 , die *Kontrollanzeige* ist Null. Ebenso geht die Anzeige bei sinkender Betriebsspannung zurück. Die Kontrollanzeige dient damit auch zur Spannungskontrolle. Wenn das Anzeigegerät weniger als 80% anzeigt, brechen wir den Fernsteuerbetrieb ab und laden die Senderbatterie neu. Mit R_{22} wird die Kontrollanzeige bei abgeglichenem Sender und vollgeladener Batterie auf Vollauschlag eingestellt. Dabei den Sender in der Hand halten und die Antenne voll ausziehen.

Als Senderbatterie eignet sich am besten ein gasdichter NiCd-Akkumulator mit sechs Zellen (7,2 V/500 m Ah). Bei einer Stromaufnahme von $I_{se} = 50 \text{ mA}$ erreichen wir damit Betriebszeiten von 7...9 Stunden. Bei $I_{se} = 100 \text{ mA}$ können wir mit 3...4 Stunden Betriebszeit rechnen. Allerdings setzt das voraus, daß der Akkumulator voll aufgeladen ist und seine Nennkapazität erreicht. Um den Akkumulator im Sender laden zu können, bauen wir eine Diodenbuchse als *Ladebuchse* ein. Über ein entsprechendes Ladekabel ist der Sender dann direkt an das Ladegerät anschließbar.

Nun kennen wir die Funktion der Stufen im Sender-HF-Teil und bauen diese als nächstes auf. Allerdings können wir die Erprobung des HF-Teils nicht auf der Experimentierplatte

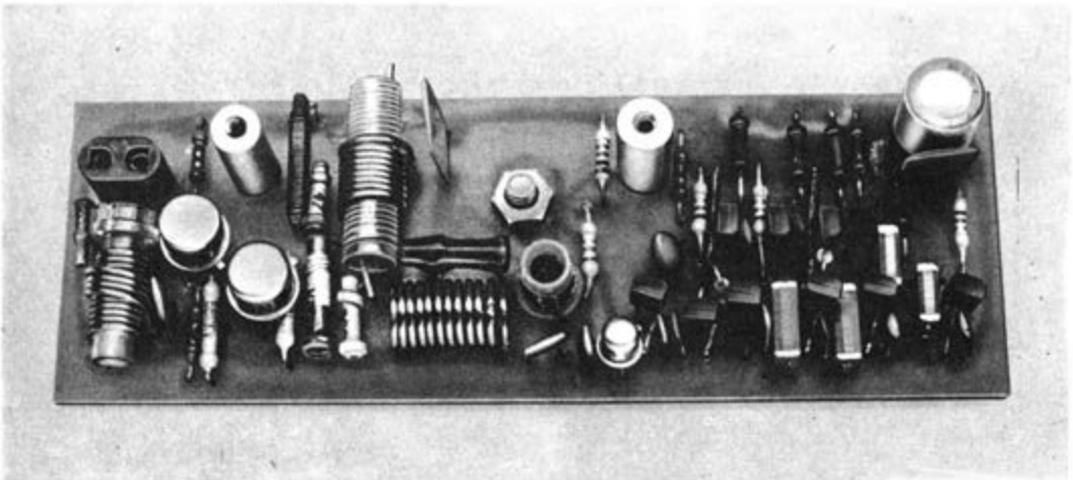


Bild 265. Musteraufbau der Senderleiterplatte

durchführen. Die Anordnung der Bauelemente eines HF-Teils **auf** der Leiterplatte und deren Lage zueinander beeinflusst ganz wesentlich die Eigenschaft und das Verhalten des HF-Teils selbst. Daher wird es gleich auf die fertige Leiterplatte aufgebaut und erprobt (Bild 265). Zunächst bestücken wir mit den Bauelementen von Modulator und Oszillator. Falls wir keine Steckfassung für den Quarz beschaffen können, fertigen wir sie selbst aus einer Transistorsteckfassung oder aus den Buchsen anderer Steckverbinder an. Die liegend angebrachten Spulen werden mit der Leiterplatte verklebt. Damit der Oszillator beim Abgleich dauernd schwingt, wird R_{17} an der Leiterplattenunterseite von Basis T_7 auf Plus gelötet. In die Plusleitung zur Senderbatterie 7,2 V schalten wir das Vielfachmeßgerät (Meßbereich 150 mA Gleichstrom). Nun wird der Kern von L_1 mit einem *Kunststoffschraubenzieher* (angefeilte Plaststricknadel) langsam hineingedreht. Dabei stellen wir fest, daß der Strom steigt und ab einer bestimmten Kernstellung wieder abnimmt, unter Umständen schlagartig. Diese Stelle merken wir uns. Dann drehen wir den Kern wieder heraus und anschließend wieder hinein und stellen ihn eine halbe Umdrehung vor dem *Strommaximum* ein. Damit der Kern seine Lage beibehält, le-

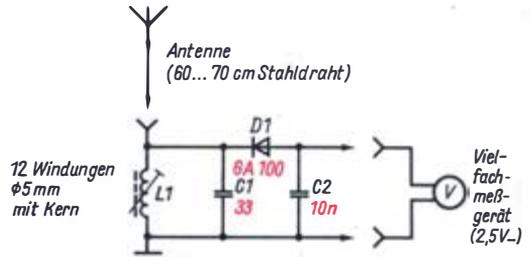


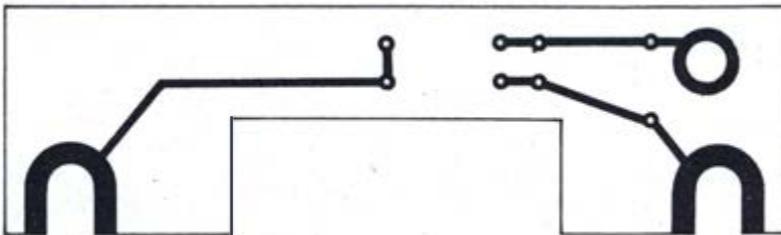
Bild 266. Feldstärkemeßgerät (Stromlaufplan)

gen wir beim zweiten Eindrehen einen **dünnen** Gummifaden bei. An der Abgleichstellung des Oszillators ändern wir dann nichts mehr.

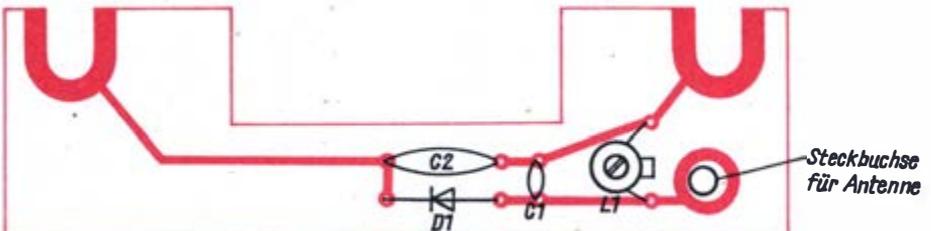
Das Feldstärkemeßgerät ist ein wichtiges Hilfsmittel

Als nächstes bauen wir ein *Feldstärkemeßgerät*, das für den Endabgleich des Senders gebraucht wird. Das Feldstärkemeßgerät besteht aus einem kleinen Zusatz und dem Vielfachmeßgerät (Bild 266). Das Zusatzteil besteht aus der Antenne, dem Schwingkreis L_1/C_1 für 27,12 MHz, der *HF-Gleichrichterdiode* D_1 und dem Siebkondensator C_2 . Da der Schwingkreis auf Resonanz mit der Sendefrequenz abgestimmt ist, entsteht in Sendernähe (0,5...1 m)

Bild 267. Leiterplatte des Zusatzteils für Feldstärkemessungen:



a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

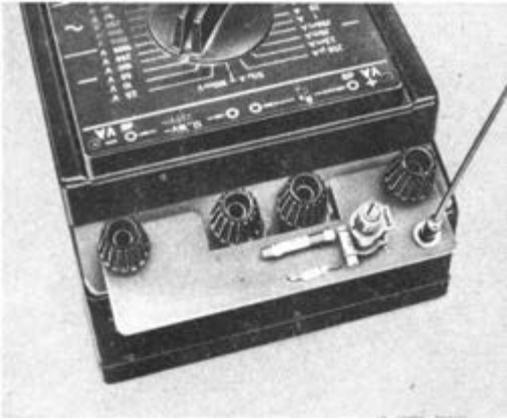


Bild 268. Zusatzbaustein am Vielfachmeßgerät

an seinen Klemmen eine HF-Spannung, die von D_1 gleichgerichtet und mit dem Vielfachmeßgerät gemessen wird. Mit dem Feldstärkemesser können wir keine genauen Feldstärkewerte ermitteln, sondern nur *relative* Feldstärkeänderungen, für den beabsichtigten Zweck genügt das vollkommen. Den Zusatz zum Vielfachmeßgerät entwerfen wir so, daß er mit den Meßklemmen befestigt werden kann (Bild 267 und 268). Die Abmessungen sind typabhängig. Die Antenne ist ein Stahldraht (Schweißdraht etwa 2 mm \varnothing , 60 mm lang), den wir mit einem Bananenstecker in die Telefonbuchse am Zusatz einstecken.

Das Feldstärkemeßgerät gleichen wir auf 27,12 MHz ab, indem wir die Antennenbuchse mit Anschluß 3 an L_1 des HF-Oszillators und die Masseklemme mit dem Massepol der Leiterplatte verbinden. Wir schalten die Spannung für die Senderelektronik ein und drehen am Zusatzteil den Kern von L_1 bis zu dem Punkt des maximalen Ausschlages am Vielfachmeßgerät. In dieser Stellung legen wir den Kern mit einem Tropfen Stearin fest (Kerze an Lötkolbenspitze halten). Nach dem Abgleich des Feldstärkemeßgerätes bestücken wir das Sender-HF-Teil mit den restlichen Bauelementen. An die Antennenfußpunktschraube (M 4) klemmen wir etwa 1,5 m Litze als Antenne, und wir können HF-Stufe und Antenne vorabgleichen. Dazu legen wir das Sender-HF-Teil auf den Tisch und stellen das Feldstärkemeßgerät unmittelbar daneben (etwa 20 cm Abstand). Für den ersten Versuch wickeln wir am besten die Antennenlitze um die Stahldrahtantenne des Feldstärkemeßgerätes. Dann drehen wir

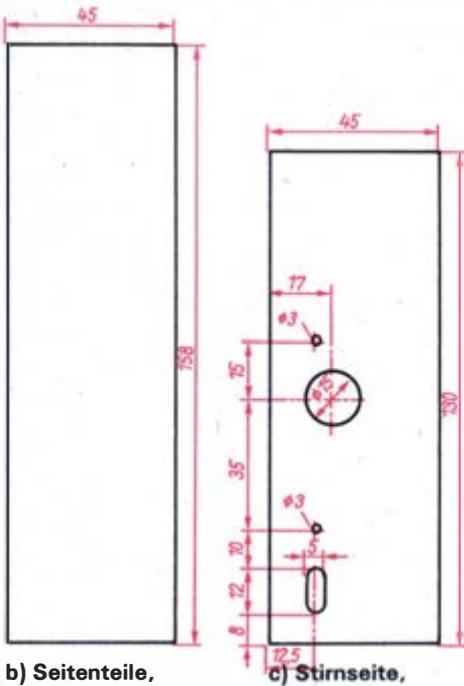
die Kerne von L_2 und danach von L_4 ein. Sowie der Vielfachmesser einen Ausschlag zeigt, vergrößern wir den Abstand der Antennen. Durch abwechselndes Nachgleichen von L_2 und L_4 stellen wir auf Feldstärkemaximum ein und messen dafür die Stromaufnahme der Senderelektronik (Richtwert $I_{Se} \sim 50$ mA). Den Endabgleich führen wir dann im Sendergehäuse durch. Unsere nächste Arbeit wird die Herstellung des Sendergehäuses sein.

Wir bauen den Sender

Das Sendergehäuse soll fest sein und eine glatte Oberfläche haben. Steht uns Al-Blech von 1 mm Stärke zur Verfügung, können wir das Gehäuse in Form von zwei ineinandergeschobenen U-Teilen wie bei der Digitaluhr herstellen. Da das Sendergehäuse nicht groß wird, können wir es auch aus Leiterplattenmaterial herstellen. Dazu nehmen wir möglichst das 1,5 mm dicke glasfaserverstärkte Material. Es läßt sich gut sägen, bohren, feilen und hat eine glatte, gut lackierbare Oberfläche. Das Sendergehäuse bauen wir in Kastenform (Bild 269) mit den Abmessungen 133 x 158 x 48 mm. Die Leiterplatte befestigen wir mit zwei Abstandshülsen (18 mm lang) unter der Stirnfläche. Die Senderantenne, möglichst 1,40 m lange Teleskopantenne, wird für den Fernsteuerbetrieb mit der Leiterplatte verschraubt. In die Stirnfläche müssen wir daher den Durchbruch für den Steckquarz und die Bohrungen für Befestigungsschrauben und Antenne anbringen. Da das Sendergehäuse innen einen Metallbelag hat, muß die Antenne in einer Isolierbuchse geführt werden. Die Isolierbuchse ist ein Drehteil, das wir aus PVC oder Preßspan herstellen. Die Einzelteile für das Sendergehäuse sägen wir genau maßhaltig und winklig aus. Wir benötigen folgende Teile:

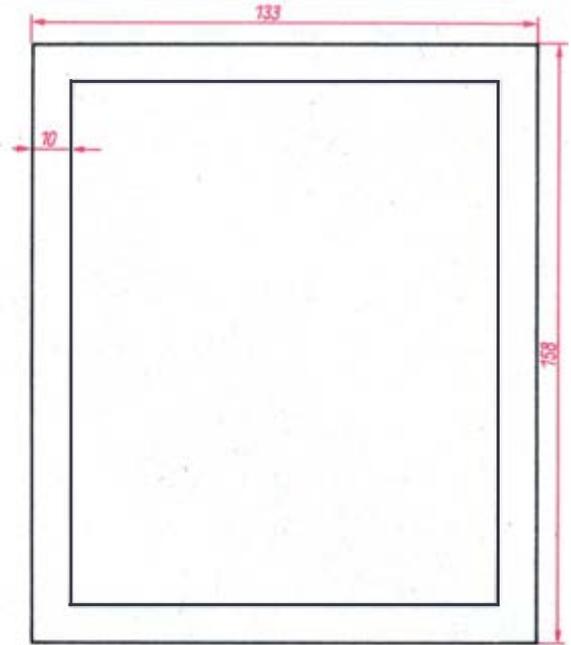
- mit den Maßen der Vorderfläche drei Teile,
- zwei Seitenteile,
- zwei Stirnflächen (Bild 270).

Ein Teil Vorderfläche wird mit den Durchbrüchen für Steuerknüppel, Kontrollanzeigeelement, Schalter, Ladebuchse und ein Teil Stirnfläche mit Durchbrüchen für Antenne, Quarz und Befestigungsschrauben versehen. Die anderen beiden Teile Vorderfläche ergeben den Rückwandrahmen und die Rückwand, und das

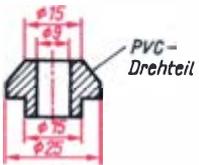


b) Seitenteile,

c) Stirnseite,



d) Rückwandrahmen,



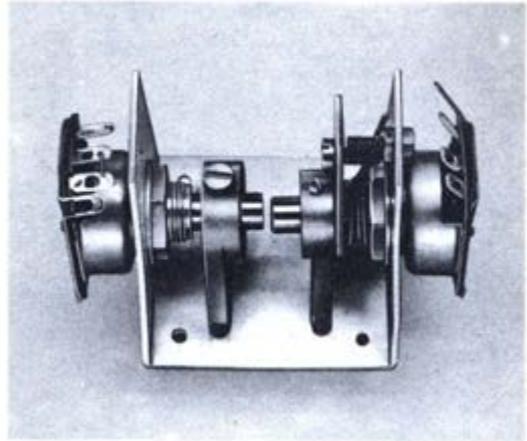
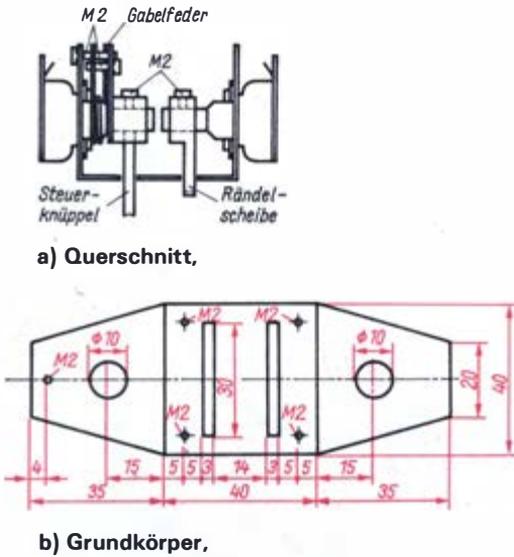
e) Antennenbuchse

knüppel nach einem Steuerkommando federnd in die Mittellage zurückführt. Zu diesem Zweck wird am Grundkörper und an der Verlängerung des Steuerknüppels zum Senderinneren je eine M-3-Schraube versetzt angebracht. Die Gabelfeder auf dem Potentiometergewindeansatz drückt die beiden Schrauben zueinander und führt damit den Steuerknüppel in die Mittellage zurück. Vor dem Einbau der Steuermechanik stellen wir die beiden Potentiometer auf den bei der Besprechung des Senderimpulsteils angegebenen Wert ein. Nun können wir alle Teile in das Sendergehäuse einbauen. Die Verdrahtung der Baugruppen erfolgt anhand des Bauschaltplanes (Bild 272). Für die Plusleitung nehmen wir rote Litze und für die Minusleitung schwarze oder blaue. Die anderen Farbuordnungen richten

sich nach dem vorhandenen Material. Wir notieren sie im Bauschaltplan. Ist alles eingebaut, vergleichen wir noch einmal alle Leitungen mit dem Bauschaltplan und kontrollieren, ob sich Fehlverbindungen eingeschlichen haben.

Beim ersten Einschalten des Senders schalten wir das Vielfachmeßgerät als Amperemeter in die Plusleitung. Weicht der gemessene Wert von dem des Abgleichs der Leiterplatte ab, suchen wir erst den Fehler, ehe weitergearbeitet wird. Für den Endabgleich des Senders schalten wir am Feldstärkemeßgerät den 2,5-V-Bereich ein und stellen das Gerät so weit vom Sender weg, daß wir halben Vollausschlag erhalten (etwa 0,5...1 m). Den Sender nehmen wir in die Hand und gleichen bei voll ausgezogener Antenne und gleichbleibendem Abstand beider Antennen mit den Kernen der Spulen L_2 und L_4 auf maximale Feldstärke ab. Wenn wir den Sender hinstellen, ohne ihn anzufassen, ändert sich wegen des Fehlens der Körperkapazität die Feldstärke erheblich. Deswegen behalten wir den Sender beim Abgleich immer in der Hand, damit gleiche Verhältnisse wie später beim Fernsteuerbetrieb gegeben sind. Steht uns ein Oszillograf zur Verfügung, schalten wir ihn parallel zu den

Bild 271. Steuermechanik:



a) Querschnitt,

c) Musteraufbau

b) Grundkörper,

Klemmen des Vielfachmeßgerätes und kontrollieren die Impulsform. Deutlich sind die drei Impulse des Impulstelegramms zu erkennen. Der Feldstärkemesser ist gewissermaßen unser erster HF-Empfänger, er genügt aber den Anforderungen bei weitem nicht, denn bei einem Senderabstand von einigen Metern ist die Signalspannung an seinem Ausgang nicht mehr meßbar. Wir müssen also einen Empfänger entwickeln, der eine hohe Verstärkung bei kleinen HF-Spannungen (für große Entfernungen zum Sender), eine geringe Verstärkung bei großen HF-Spannungen in Sendernähe und eine geringe Bandbreite von $B < 20$ kHz hat. Der Empfänger soll nur einen Sender, d. h. den Sender in einem bestimmten HF-Kanal, empfangen; außerdem soll ein HF-Kanalwechsel wie am Sender möglich sein. Alle diese Aufgaben können wir nur mit einem Empfängertyp, dem geregelten *Überlagerungsempfänger* mit quarzstabilisiertem Oszillator, kurz als *Super* bezeichnet, lösen.

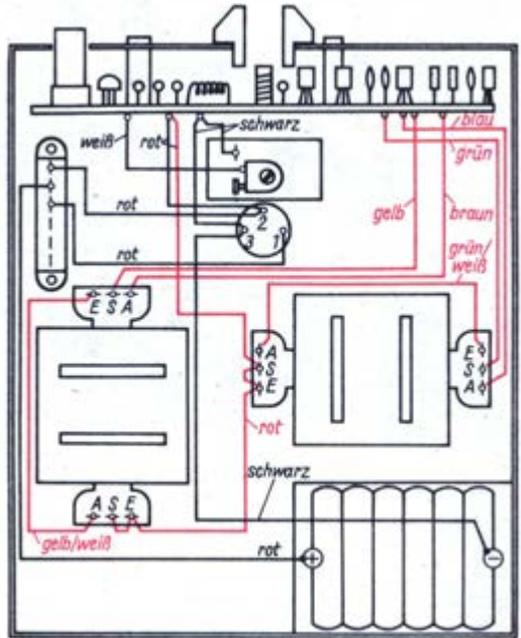


Bild 272. Bauschaltplan des Zweikanalsenders

Der Fernsteuerempfänger wird entwickelt

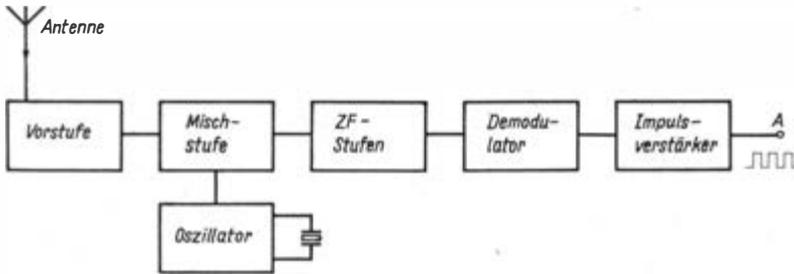
Der Super verfügt über folgende Funktionsstufen (Bild 273):

- Antenne,
- HF-Vorstufe oder Vorkreis,

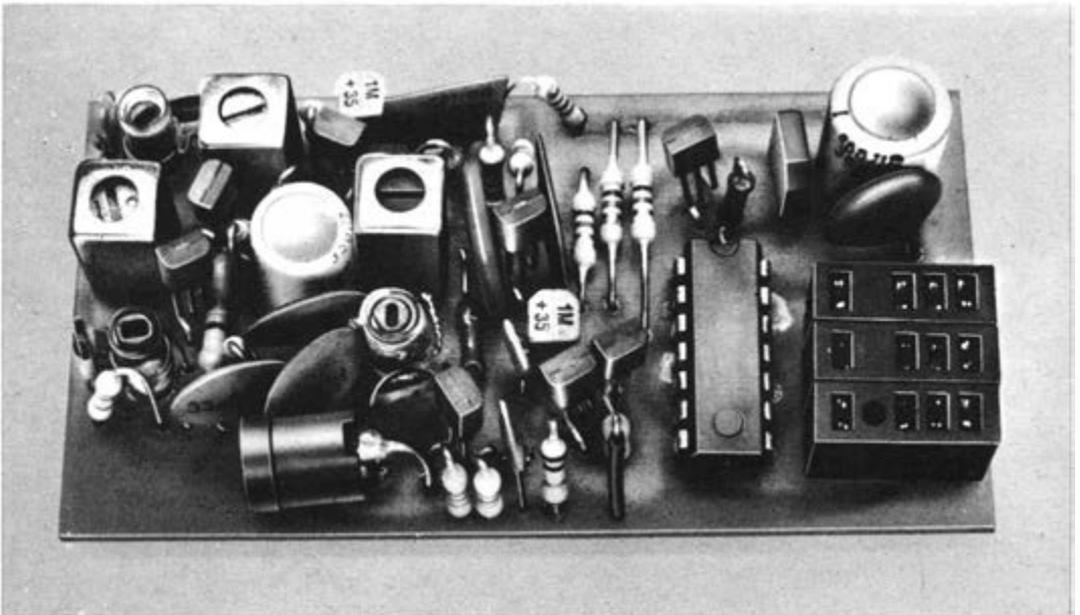
- quarzstabilisierter Oszillator,
- Mischstufe,
- ZF-Stufe,
- Demodulator,
- Impulsverstärker.

Diese Stufen sind bereits im Schaltbild (Bild 258) des kompletten Empfängers (schwarz) eingezeichnet. Da wir den Aufbau aber nach dem Zusammenwirken der einzelnen Glieder einer Steuerkette erarbeiten,

Bild 273. Fernsteuerempfänger (Super):



a) Übersichtsschaltbild,



b) Musteraufbau

kommt der Empfänger als letztes Glied der Übertragung an die Reihe. Die Antenne des Empfängers hat die umgekehrte Aufgabe der Senderantenne. Die Empfängerantenne soll mit hohem Wirkungsgrad als Strahlung vorhandene HF in leitungsgebundene HF umwandeln, sie ist ebenfalls ein elektrisch schwingfähiges Gebilde. Die günstige Antennenlänge bei 27,12 MHz wäre wie beim Sender $l_A = 5$ m oder auch $l_A = 2,5$ m. Da solch lange Antenne am oder im Modell nicht unterzubringen ist, arbeitet der Empfänger mit stark verkürzter Antenne. Die Antennenlänge bei Fernsteuerempfängern beträgt $l_A = 0,9...1$ m. Die verkürzte Empfängerantenne wird mit den Vorkreisen

$C_5/L_2/C_6/C_9/L_{3/4}$ an den Eingang des Mischtransistors T_2 angepaßt, daher darf die Antennenlänge nach dem Abgleich der Vorkreise nicht mehr geändert werden. Die Vorkreise haben die Aufgabe, nur die im Frequenzband 27,12 MHz in den Kanälen Nr. 1...32 auftretenden Frequenzen durchzulassen, alle anderen aber zu sperren. Mit dem sauberen Abgleich der Vorkreise erreichen wir also zweierlei:

- Der Empfänger wird damit auf höchste Empfindlichkeit eingestellt, und
 - er ist weitgehend gegen unerwünschte Frequenzen, d. h. Störungen, die außerhalb 27,12 MHz liegen, gesperrt.
- Die den Vorstufen folgenden Stufen wählen

wir aufgrund folgender Überlegungen. Das von der Empfängerantenne gelieferte HF-Signal ist sehr klein, wir müssen also hoch verstärken. Wir könnten nun direkt die HF mit 27,12 MHz verstärken oder die demodulierte NF. Beides hat technisch erhebliche Nachteile, die hier nicht im einzelnen zu erörtern sind. Wir wählen daher eine dritte Variante. Die zwischen 26,957 MHz und 27,283 MHz liegenden 32 möglichen Empfangsfrequenzen wandeln wir in eine konstante, aber kleinere Frequenz um. Das hat den Vorteil, daß wir mit relativ einfachen Mitteln einen Verstärker für diese Frequenz aufbauen können, der eine hohe und dazu noch regelbare Verstärkung hat: Regelbar muß die Verstärkung, wie bereits erwähnt, sein, da die Empfangsfeldstärke je nach Entfernung des Modells zum Sender sehr stark schwankt. Die damit umrissene Aufgabenstellung lösen wir wie folgt:

Die von den Vorkreisen selektierte (ausgesiebte) Frequenz f_{HF} wird dem *Mischtransistor* T_2 zusammen mit einer intern erzeugten Frequenz, der Oszillatorfrequenz f_{osz} , zugeführt. Durch Mischung der beiden Frequenzen entstehen mehrere neue Frequenzen, z. B. als Summe, Differenz oder Produkt der beiden. Wir interessieren uns für die Differenz $f_{HF} - f_{osz} = f_{ZF}$ und nennen sie *Zwischenfrequenz* f_{ZF} , abgekürzt ZF. Diese ZF beträgt aufgrund internationaler Festlegungen $f_{ZF} = 450...465$ kHz. Wir wählen für unsere Anwendung $f_{ZF} = 455$ kHz, da die meisten käuflichen ZF-Filter für diese Frequenz ausgelegt sind. Nach Umstellen der Gleichung erhalten wir für $f_{osz} = f_{HF} - f_{ZF}$, d. h., die Oszillatorfrequenz ist immer um 455 kHz kleiner als die Sendefrequenz. Das bietet den Vorteil, daß wir wieder einen quarzstabilisierten Oszillator verwenden können. Quarzstabilisiert, weil er in bezug auf Frequenzgenauigkeit und -stabilität gleiche Anforderungen wie im Sender erfüllen muß. Der HF-Kanalwechsel ist mit Steckquarzen einfach möglich. Für jeden Fernsteuerkanal im 27,12-MHz-Band haben wir nun also ein *Quarzpärchen*; den Quarz mit der höheren Frequenz für den Sender, den mit der um 455 kHz niedrigeren Frequenz für den Empfänger. In Tabelle 17 sind auch die Frequenzen für die Empfängerquarze angegeben.

Der Oszillator mit T_1 hat fast die gleiche Schaltung wie der des Senders. Die Oszillatorfrequenz wird über C_{11} dem Emitter des Misch-

transistors zugeführt. Da bei der Mischung eine Reihe von Frequenzen entsteht, müssen wir die gewünschte ZF aussieben. Das besorgt der auf 455 kHz abgestimmte Schwingkreis in der Kollektorleitung von T_2 . Da der Schwingkreis noch eine Kopplung für die nächste Verstärkerstufe enthält, wird das gesamte Bauteil als *Filter* bezeichnet. Den ZF-Verstärker bilden die filtergekoppelten Stufen mit T_3 , T_4 und T_5 . Transistor T_5 hat außer der ZF-Verstärkung noch zwei weitere Aufgaben zu erfüllen, er demoduliert die ZF und erzeugt die *Regelspannung*. Die hier angewendete Art der Verstärkungsregelung wird als *automatische Vorspannungsregelung* (Abk. AVR) bezeichnet. Bei starkem HF-Signal am Eingang sind die ZF-Amplituden ebenfalls groß, damit wird T_5 immer mehr leitend, d. h., die Spannung an MP 2 immer geringer. Diese Spannung führen wir über R_{11} auf die Basis von T_3 sowie T_4 und verschieben deren Arbeitspunkte in Kennlinienbereiche mit geringer Verstärkung. Den Kondensator C_{13} machen wir nur so groß, daß die Basisspannung von T_3 und T_4 schnell den HF-Feldstärkeänderungen an der Antenne folgen kann, aber nicht auf das Impulstelegramm anspricht. Durch die AVR wird die Verstärkung der ZF-Stufen mit T_3 und T_4 bei großer Empfangsfeldstärke klein und bei kleiner Empfangsfeldstärke dagegen maximal, so daß über weite Entfernungsbereiche von Modell zum Sender an MP 2 eine annähernd konstante Signalamplitude anliegt. Mit D_1 fügen wir gewissermaßen noch eine weitere Sicherung ein. In unmittelbarer Sendernähe oder wenn gar die Senderantenne die Empfängerantenne berührt, wäre die AVR überfordert. Dann würden Übersteuerungserscheinungen zum unkontrollierten Arbeiten der Steuer- und Stellglieder führen. Die Diode D_1 ist in Durchlaß geschaltet. Da an einer Si-Diode in Durchlaßrichtung maximal $U_{Fmax} = 1$ V Spannung abfällt, ist damit die Basisspannung von T_5 auf maximal $U_{BE} = 1$ V begrenzt. Damit wird auch die von Filter F 3 auf die Basis von T_5 eingekoppelte ZF-Spannung auf maximal $U_{ZF} = 1$ V begrenzt. Diese Kombination von AVR und *Begrenzung* bewirkt ein sicheres Arbeiten des Empfängers bis zur Reichweitengrenze. An MP 2 greifen wir die an der Kollektorstrecke von T_5 demodulierte ZF-Spannung ab. Der Gleichspannungsanteil dient zur Gewinnung der AVR-Spannung. Die Impulse an MP 2 wer-

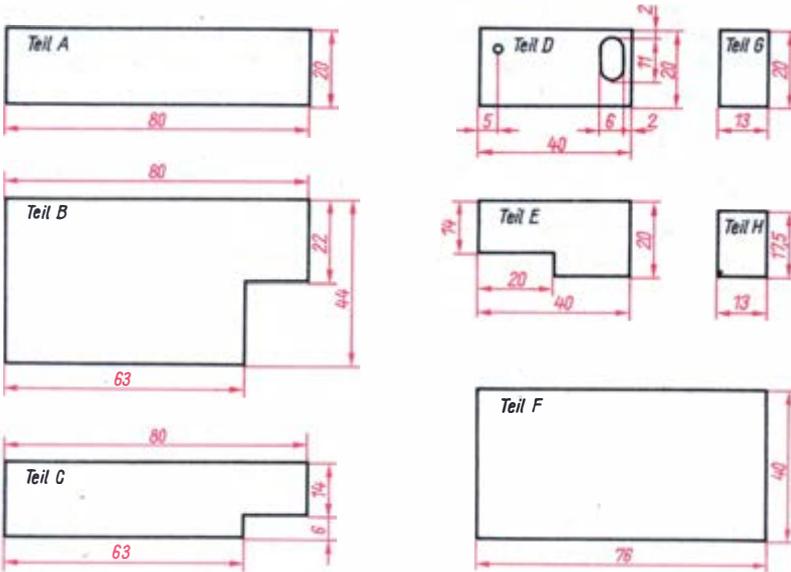
den mit der RC-Kette $C_{14}/R_{14}/C_{15}/C_{18}/R_{15}$ von den ZF-Spannungsresten getrennt und dem Impulsverstärker zugeführt. Der Impulsverstärker mit T_6/T_7 arbeitet als Schaltverstärker, so daß an Mp 3 das Impulstelegramm mit exakt geformten Rechteckimpulsen anliegt (Bild 260).

Wir bauen den Fernsteuerempfänger

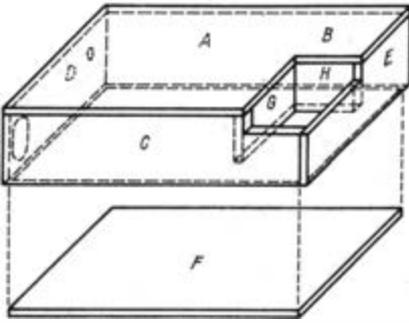
Da der mechanische Aufbau des Empfängers ganz wesentlich dessen elektrische Eigenschaft bestimmt, montieren wir ihn gleich auf der Leiterplatte. Die Leitungsführung ist recht eng, so daß wir beim Zeichnen Obacht geben müssen. Wir bestücken zunächst den Super bis T_5 mit R_{16} . Die Wahl der ZF-Filter richtet sich nach dem vorhandenen Angebot, es ist im Prinzip jeder Filtertyp für 455 kHz und für Transistorsuper geeignet. Falls ein anderer Filtertyp als angegeben verwendet wird, muß unter Umständen die Anschlußbelegung bzw. Leiterführung auf der Leiterplatte geringfügig geändert werden. Die Kapazität C_6 wird von zwei Kupferlackdrahtstücken (0,5 mm Ø, 10 mm lang) gebildet, die miteinander verdreht sind. Nach der Kontrolle der Lötstellen schließen wir

den Empfänger über das Vielfachmeßgerät (Gleichstrommeßbereich 25 mA) an die Batterie (4,8 V) an, die Stromaufnahme beträgt $I \approx 5$ mA, Sender ausgeschaltet. Nun drehen wir den Kern der Oszillatorspule ein, der Strom steigt um etwa 0,5...1 mA, bis Strommaximum erreicht ist. Damit ist der Oszillator abgeglichen. Danach schalten wir das Vielfachmeßgerät als Spannungsmesser zwischen MP 2 und Minus (Gleichspannungsbereich 10 V). Der Sender wird mit eingeschobener Antenne eingeschaltet. Die Antenne des Empfängers löten wir zunächst an die Basis von T_2 und bringen sie in unmittelbare Nähe der Senderantenne. Die ZF-Filter werden auf geringsten Ausschlag am Vielfachmeßgerät abgeglichen. Verfügen wir über einen Oszillografen, schalten wir ihn parallel zum Vielfachmeßgerät und kontrollieren auf einwandfreie Impulsform an MP 2. Damit die Filter die für die Bildung der Impulse benötigten Frequenzen durchlassen, müssen die Maxima der Filter ein wenig zueinander versetzt eingestellt sein. Das heißt, wir stellen erst auf beste Impulsform und dann auf minimalen Ausschlag des Vielfachmeßgerätes an MP 2 ein. Während des Abgleichs vergrößern wir den Abstand zum Sender. Als Richt-

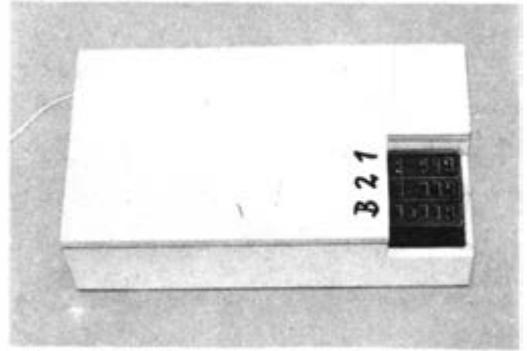
Bild 274. Gehäuseentwurf für den Zweikanalempfänger:



a) Einzelteile,



b) Gesamtansicht,



c) Muster

wert für die Spannung an MP2 nehmen wir $U_{MP2} \approx 0,8 \text{ V}$ (Meßbereich umschalten auf 2,5 V). Zum Abgleich der Vorkreise löten wir die Antenne an den Antennenpunkt C_4 , drehen die Kerne von L_2 und $L_{3/4}$ ein und stellen ebenfalls auf saubere Impulsfolge und minimale Spannung an MP 2 (Richtwert $U_{MP2} \approx 0,75 \text{ V}$) ein. Abschließend gleichen wir noch einmal alle Spulen, auch den Oszillator und die Filter auf saubere Impulsform und minimale Spannung an MP 2 ab. Danach löten wir die restlichen Bauelemente ein. Den Dekoder übernehmen wir von der Experimentierplatte. Die abschließende Funktionskontrolle mit Sender und angeschlossenem Digitalschalter ist unser erster Fernsteuerversuch.

Wir können jetzt unseren ersten *Reichweiteversuch* machen; mit eingeschobener Senderantenne werden wir Reichweiten bis 20..30 m erzielen. Den Empfänger lassen wir nach den Lötarbeiten abkühlen. Am anderen Tag wird der Abgleichvorgang noch einmal wiederholt. Da alle Stufen bereits abgeglichen sind, kommt es nur auf die letzten Feinheiten an, die

aber in der Praxis 100..200 m mehr Reichweite bringen können. Die Spulenkernsichern wir ebenfalls mit Stearin oder Wachs. Die letzte Arbeit ist die Fertigung des Empfängergehäuses (Bild 274), das Öffnungen für Antenne, Quarz und Steckverbindungen enthält. Die Leiterplatte soll straff in das Gehäuse passen, denn ein solides Gehäuse schützt die wertvolle Elektronik nur, wenn sie richtig fest sitzt. Auf die Unterseite legen wir 5 mm dicken Schaumstoff und befestigen den Gehäuseboden mit Klebeband, das wir um das gesamte Gehäuse ziehen. Damit haben wir einen kleinen, nur etwa 55 g schweren Empfänger, der auch in kleinere Modelle hineinpaßt.

Wenn wir ein Modell fernsteuern wollen, wird sofort deutlich, was noch fehlt. Wir können zwar ein proportionales Fernsteuerkommando mit dem Sender geben, haben aber noch kein Steuer- und Stellglied zur Auswertung des Kommandos im Modell. Die proportionale Aufschalteneinrichtung im Modell ist also eine unserer nächsten Aufgaben.

6. Regeltechnik

Von der Steuerung zur Regelung

Obwohl wir in den bisher durchgeführten Experimenten bereits Regelschaltungen kennenlernten, wurde noch nicht näher darauf eingegangen. Was ist eine Regelung? Eine erste Antwort auf diese Frage möge wieder die Definition geben, die die TGL 14591 enthält. „Die Regelung ist ein technischer Vorgang in einem abgegrenzten System, bei dem eine technische oder physikalische Größe – die zu regelnde Größe – (Regelgröße x) – fortlaufend erfaßt und durch Vergleich ihres Signals mit dem Signal einer anderen Größe (Führungsgröße w) im Sinne einer Angleichung an deren Signal beeinflußt wird. Der hierzu notwendige Wirkungsablauf vollzieht sich in einem geschlossenen Kreis, dem Regelkreis. Innerhalb des Regelkreises wird stets gemessen, verglichen und gestellt.“ Wir bezeichnen im weiteren als Regelung die eigentlich automatische Regelung, bei der alle Vorgänge im Regelkreis nur durch Geräte ausgeführt werden. Regelkreise, in denen der Mensch Teilfunktionen übernimmt, betrachten wir nicht.

Was steckt nun hinter der doch etwas abstrakten Definition? Deutlicher wird es schon, wenn wir dazu das Blockschaltbild einer Regelung (Bild 275) betrachten. Im Unterschied zur Steuerkette handelt es sich beim Regelkreis um ein geschlossenes System. Im Blockschaltbild erkennen wir von der Steuerung und Messung bekannte Übertragungsglieder und als neues Übertragungsglied das Vergleichsglied. Je nach dem Anwendungsbereich der Rege-

lung werden diese Übertragungsglieder wieder recht unterschiedlich realisiert. Dabei müssen nicht alle hier aufgeführten Übertragungsglieder in einer Regelung vorhanden sein. So entfällt z. B. im elektronisch geregelten Netzgerät der Stellantrieb. Eine Anwendung, bei der alle Übertragungsglieder durch Bauglieder realisiert sind, ist das *Servo* (Rudermaschine) der Fernsteueranlage, das wir ebenfalls als Regelschaltung entwickeln. Betrachten wir Bild 275, könnte die Frage auftauchen: Warum entwickeln wir überhaupt Regelschaltungen? Können wir die Aufgaben nicht mit Steuerungen lösen, da deren Elemente ebenfalls im Regelkreis enthalten sind? Eine Regelung ist immer dann erforderlich, wenn mit der Einwirkung von *Störungen* zu rechnen ist, die eine ungewollte und unzulässige *Beeinflussung* der Regelgröße verursachen können. In diesen Fällen ist die ständige Überwachung, d. h. Messung der Regelgröße erforderlich. Das Ergebnis dieser Messung wird mit dem Sollwert w verglichen. Treten Abweichungen zwischen *Istwert* (x) und *Sollwert* (w) auf, so liefert das Vergleichsglied ein Signal x_w , das nach entsprechender Verstärkung auf das Stellglied einwirkt und damit eine Verringerung der *Regelabweichung* x_r einleitet. Das Ergebnis des Stellvorgangs wird wiederum kontrolliert und falls erforderlich wird eine weitere Korrektur veranlaßt. Im Unterschied zur Steuerung handelt es sich bei einer Regelung um einen geschlossenen Wirkungsablauf, bei dem nicht

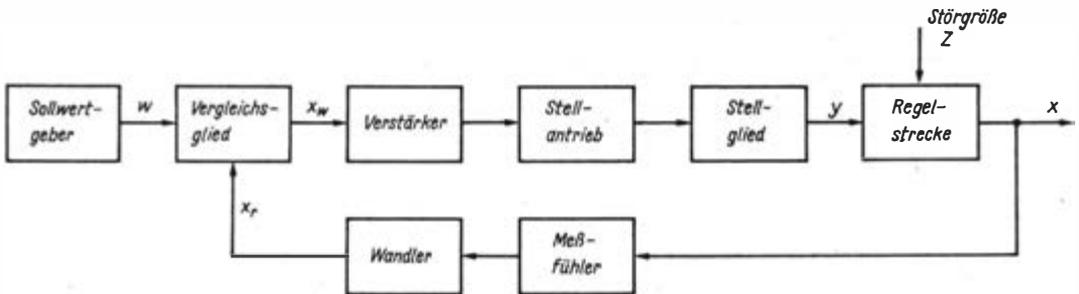


Bild 275. Signalflußplan eines Regelkreises mit Übertragungsgliedern

nur ein Signalfluß vom Eingang zum Ausgang, sondern auch eine *Rückmeldung* vom Ausgang der Regelstrecke zum Eingang existiert. Damit ein Regelvorgang einsetzt, muß das Signal der Regelgröße umgekehrtes Vorzeichen zur Führungsgröße haben. Wäre diese Vorzeichenumkehrung nicht gegeben, würde der Stellvorgang in die gleiche Richtung wie die Störgröße wirken. Diese Funktion in elektronische Schaltungen umzusetzen erfordert einigen technischen Aufwand. Ehe wir Experimente zur Regelung durchführen, klären wir vorher, ob eine aufwendige Regelung notwendig ist oder ob es nicht die meist einfachere Steuerung auch tut. Ferner müssen wir prüfen, ob die Voraussetzungen für die Bildung von Regelkreisen überhaupt gegeben sind. Diese Voraussetzungen sind:

1. Es ist notwendig, daß eine Größe bestimmte Werte einhält.
2. Es müssen Störgrößen vorhanden sein, die den Wert der Regelgröße verändern.
3. Die Regelgröße muß meßbar sein.
4. Die Regelgröße muß stellbar sein.

Wir werden im weiteren Beispiele kennenlernen, die die Voraussetzungen erfüllen und dafür geeignete elektronische Regelungen entwickeln. Ehe wir nun die ersten Experimente mit Regelschaltungen durchführen, müssen wir uns noch etwas mit den Grundlagen der Regeltechnik beschäftigen. Als erstes betrachten wir, wie sich die Übertragungsglieder regeltechnisch verhalten. Bisher stand immer die funktionale Überlegung im Vordergrund, z. B., wie die verschiedenen Meßfühler, die Bauelemente Transistor und Diode sowie die Gatter in digitalen Schaltungen arbeiten. Dabei genügte uns die statische Beschreibung. Für die weiteren Experimente reicht das nicht mehr aus, wir müssen das zeitabhängige, d. h. das dynamische Verhalten der Übertragungsglieder in unsere Überlegungen einbeziehen. Das dynamische Verhalten der an einer Regelung beteiligten Größen wird durch den Sprungeingang, die *Sprungantwort* und die *Übergangsfunktion* beschrieben.

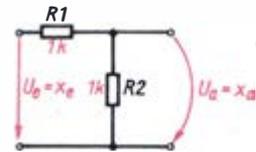
Sprungeingang ist die sprunghafte Änderung der Eingangsgröße x_e eines Gliedes des Regelkreises. Die Sprungantwort x_a ist dann dasjenige zeitabhängige Ausgangssignal, das bei einem Sprungsignal am Eingang entsteht. Die zeitabhängige Darstellung des Quotienten

$\frac{x_a}{x_e}$ wird als Übergangsfunktion bezeichnet.

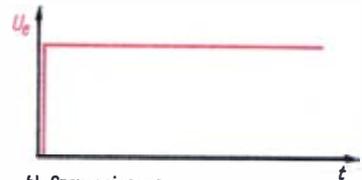
Was man unter dem dynamischen Verhalten zu verstehen hat, erkennen wir recht gut an den Ergebnissen einiger einfacher Experimente.

1. Versuch:

Wir schalten zwei Widerstände (R_1 und R_2) in Reihe an die Spannungsquelle und messen gleichzeitig $U_e = x_e$ und $U_a = x_a$ (Bild 276). Die Meßwerte tragen wir in die vorbereiteten Diagramme ein. Alle drei Kennlinien sind Parallelle zur Zeitachse. Ein Übertragungsglied mit diesem Verhalten wird als P_0 -Glied (P von proportional) bezeichnet.



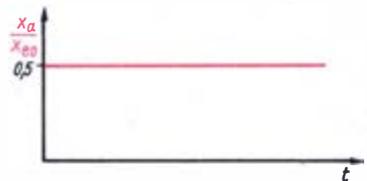
a) Stromlaufplan



b) Sprungeingang

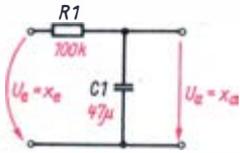


c) Sprungantwort



d) Übergangsfunktion

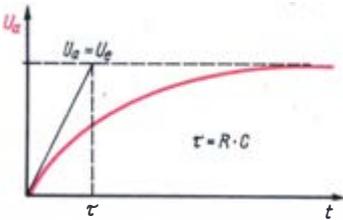
Bild 276. Dynamisches Verhalten eines Spannungsteilers



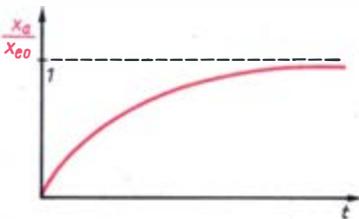
a) Stromlaufplan



b) Sprungeingang



c) Sprungantwort



d) Übergangsfunktion

Bild 277. Dynamisches Verhalten eines RC-Gliedes

2. Versuch:

Wir schalten Widerstand R_1 und Kondensator C_1 in Reihe an die Spannungsquelle und messen wieder gleichzeitig $U_e = x_e$ und $U_a = x_a$ (Bild 277). Die Werte für x_e und x_a tragen wir in eine vorbereitete Wertetabelle ein und lesen alle 5 Sekunden an den Meßgeräten ab. Mit Hilfe der Wertetabelle können wir **wieder** die drei Kennlinien für den Sprungeingang, den Sprungausgang und die Übergangsfunktion zeichnen. Für die Sprungantwort und die Über-

gangsfunktion erhalten wir einen typischen Kurvenverlauf. Die Kennlinie nähert sich asymptotisch dem Wert von $x_a = x_{e0}$ bzw. $\frac{x_a}{x_{e0}} = 1$.

Ein Übertragungsglied mit solcher Kennlinie wird als P_1 -Glied mit Verzögerung erster Ordnung bezeichnet. Legen wir an die Kurve im Ursprung die Tangente, so erhalten wir mit der Geraden x_a den Schnittpunkt für die Zeit $t = \tau$. Die Zeit τ wird als **Zeitkonstante** bezeichnet. Dabei können wir für $t = n \cdot \tau$ von den Zwischenwerten ausgehen:

$t = 1 \cdot \tau$ ist $x_a = 63\%$ vom Endwert

$t = 2 \cdot \tau$ ist $x_a = 86\%$ vom Endwert

$t = 3 \cdot \tau$ ist $x_a = 95\%$ vom Endwert

$t = 4 \cdot \tau$ ist $x_a = 98\%$ vom Endwert.

Das bedeutet, daß wir bei unserem Experiment nur einen Fehler von 2% machen, wenn wir annehmen, nach $t = 4 \cdot \tau$ sei der Endwert erreicht. Die Zeitkonstante τ ist damit ein wichtiger Kennwert bei zeitabhängigen Vorgängen. Bei Lade- und Entladevorgängen am Kondensator wird die Zeitkonstante berechnet zu $\tau = R \cdot C$. Die Zeitkonstante erlaubt uns, bei Regelschaltungen einzuschätzen, wie schnell sich die Regelgröße auf einen neuen Wert einstellt, d. h., wie das Zeitverhalten eines Regelgliedes ist. Die Sprungantwort eines P_1 -Gliedes wird im weiteren eine wichtige Rolle spielen. Das entgegengesetzte Verhalten zum P_1 -Glied lernen wir im nächsten Experiment kennen.

3. Versuch:

Wir schalten Widerstand R_1 und Kondensator C_1 in Reihe, messen U_a diesmal über den Widerstand (Bild 278). Der Ablauf der Messungen und die Auswertung erfolgen wie bei Experiment 2. Wir erhalten für Sprungantwort und Übergangsfunktion eine fallende Kennlinie, die dem Übertragungsglied die Bezeichnung D-Glied (von Differenzglied) mit Verzögerung erster Ordnung gab. Auch bei dieser Sprungantwort ist die Zeitkonstante τ eine wichtige Kenngröße.

Mit diesen Experimenten lernten wir Übertragungsglieder ohne und mit Verzögerung erster Ordnung kennen. In der Praxis spielt aber auch die Verzögerung zweiter Ordnung eine große Rolle. Dazu führen wir kein gesondertes Experiment durch. Beispiel dafür sind alle elektrischen Zeigermeßgeräte. Der Sprungeingang x_e ist der Meßwert. Der Zeiger mit seiner Halterung und Drehspule hat eine Masse, die be-

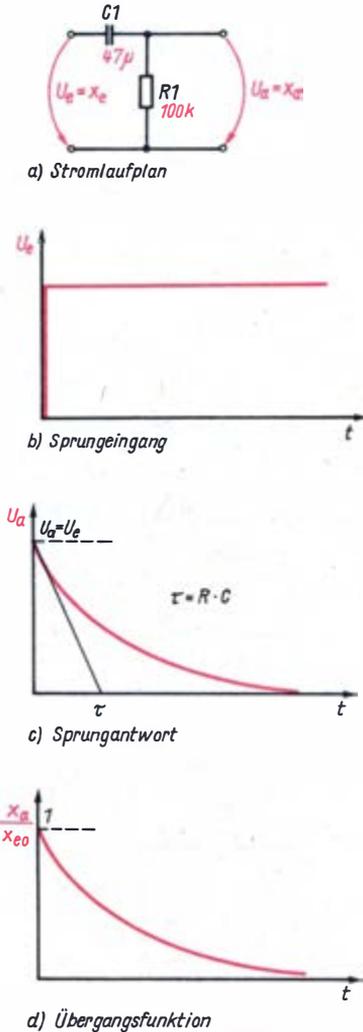


Bild 278. Dynamisches Verhalten eines CR-Gliedes

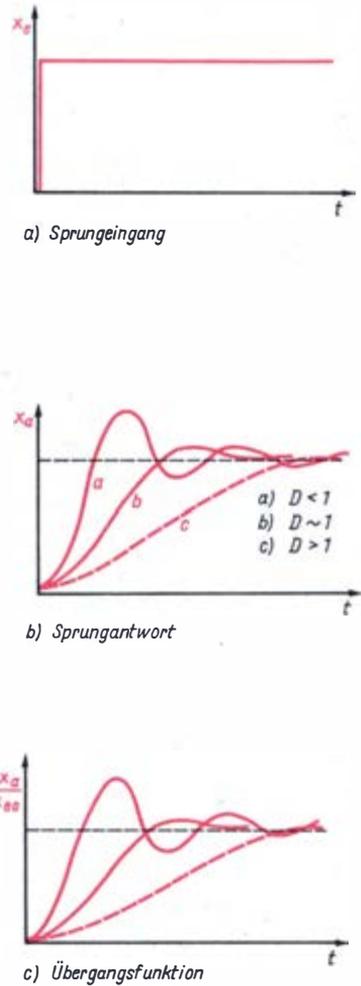


Bild 279. Dynamisches Verhalten eines P₂-Gliedes

schleunigt werden muß. Das bedeutet, der Zeiger bewegt sich beschleunigt (Verlauf von x_a) und soll den Ausschlag x_a möglichst schnell erreichen. Er wird sich demzufolge über den Wert x_a hinausbewegen. Da dann aber x_a der Antrieb für die Bewegung wegfällt, verzögert sich die Bewegung und kehrt wegen der Kraft der Feder die Richtung um; es kommt zu einer Pendelbewegung, bis sich der Zeiger auf den Wert der Sprungantwort x_a einstellt (Bild 279). Für den Ablesevorgang ist es wichtig, daß der

Zeiger den abzulesenden Wert schnell erreicht und, ohne zu pendeln, stehenbleibt. Dieses Verhalten ist nur durch Einbau einer *Dämpfung* zu erzielen. Mit geringer Dämpfung würde der Zeiger mehrfach mit immer kleiner werdender Amplitude um den Wert x_a schwingen (Kurve a). Je stärker man die Dämpfung macht, um so kleiner wird die Zahl der Schwingungen. Für die Zeigeranzeige am Meßgerät wäre der Fall sehr günstig, wenn der Zeiger so gedämpft ist, daß er nur einmal und dann we-

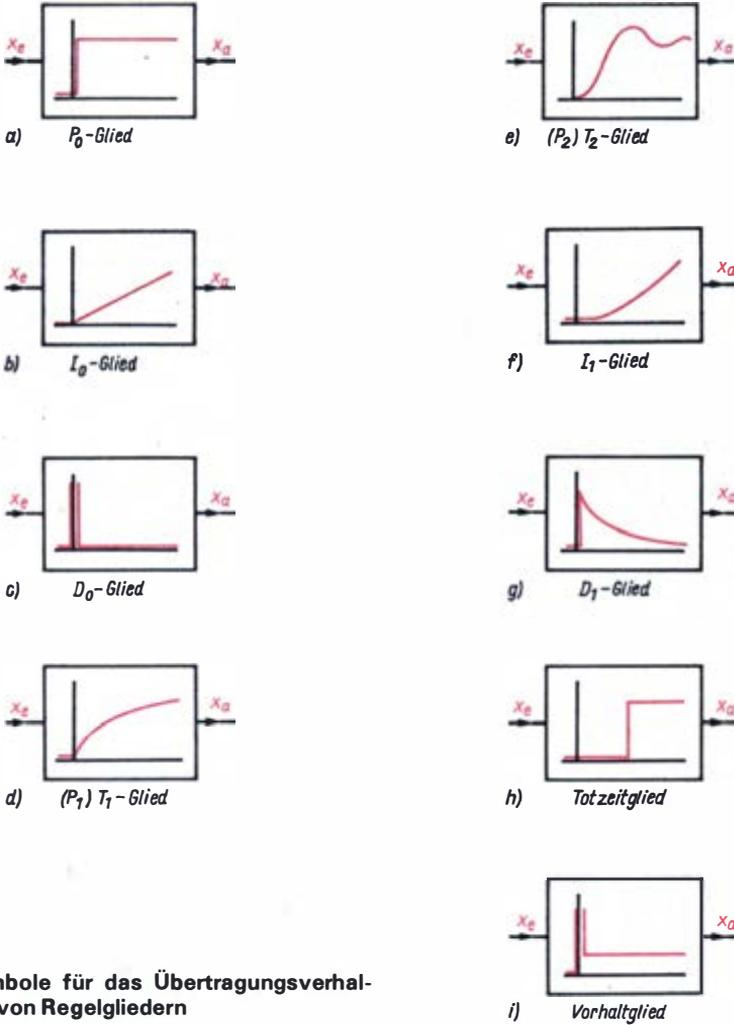


Bild 280. Symbole für das Übertragungsverhalten von Regelgliedern

nig über den x_a -Wert hinaus schwingt und sich schnell darauf einstellt (Kurve b). Wenn man die Dämpfung zu stark macht, erreichte der Zeiger erst nach unverhältnismäßig langer Zeit den Wert x_a (Kurve c). Wir sehen daran, daß dann nur noch ein geringer Unterschied zum Verhalten des P_1 -Gliedes besteht.

Ein Übertragungsglied mit dem Verhalten, das durch die Übertragungskennlinie von Bild 279 beschrieben wird, bezeichnet man als P_2 -Glied. Die *Nachlaufreglerschaltung*, die wir mit dem Servo für die digitale Fernsteuerung aufbauen, ist der typische Anwendungsfall für einen Regler mit P_2 -Übertragungsfunktion. Wenn wir am Sender das Fernsteuerkommando geben, z. B. „Kurve rechts 20° “, dann

erscheint der Kanalimpuls als Sollwert mit dem Sprungengang am Servo. Das Servo soll nun schnell auf den veränderten Sollwert mit der vollen Stellkraft stellen. Wenn der neue Istwert als Sprungantwort $x_a = 20^\circ$ mit der Ruderstellung erreicht ist, soll das Servo stehenbleiben. Bis zum Wert $x_a = 20^\circ$ soll die volle Kraft wirken, aber nicht darüber hinaus. Ein geringes *Überschwingen* mit folgendem Einstellen auf den Wert x_a ist noch zulässig, etwa wie nach Kurve b. Wir erkennen bereits an der Erörterung des Problems, daß in Regelschaltungen die richtige Abstimmung von *Stellzeit* bzw. *Stellgeschwindigkeit* und *Dämpfung* eine wesentliche Rolle spielt.

In der Praxis wird es so sein, daß die Regel-

größe x_r ständig von der Störgröße z beeinflusst wird und daß auch der Sollwert auf der Übertragungstrecke bestimmten Schwankungen unterworfen ist. Damit nicht bereits bei geringen Abweichungen zwischen Sollwert und Regelgröße der Regelvorgang einsetzt, wird ein Toleranzbereich für zulässige Abweichungen vorgesehen. Dieser Toleranzbereich, auch als *Totbereich* bezeichnet, ist die Zone bzw. die Wertbreite des Sollwertes, um den sich der Sollwert ändern kann, ohne daß die Regelung anspricht. Die Experimente und die damit gewonnenen Kennlinien verdeutlichen die Zusammenhänge und reichen für unsere Zwecke. Um das Sprungverhalten der Glieder eines Regelkreises im Signalflußplan zu charakterisieren, werden die aus Bild 280 ersichtlichen Symbole verwendet. Bei der Analyse eines Regelkreises müssen wir dann aber beachten, daß bei Verwendung unterschiedlicher Übertragungsglieder auch ein Mischverhalten der Übergangsfunktion entstehen kann.

Das Reglerbügeleisen – Beispiel für eine einfache Zweipunktregelung

Die Notwendigkeit der *Temperaturregelung* in den verschiedenen Bereichen der Technik haben wir bereits erörtert. Selbst im häuslichen Bereich begegnen uns zahlreiche Beispiele, in denen die Forderung besteht, die Temperatur in gewissen Grenzen konstant zu halten. Die Temperatur eines Bügeleisens könnte man z. B. auf einen bestimmten mittleren Wert dadurch einstellen, daß man es nur in Intervallen bestimmter Länge einschaltet. Wesentlich eleganter wird dieses Problem der Temperaturregelung bei einem Reglerbügeleisen gelöst. Am Reglerbügeleisen überwacht ein Bimetallschalter die Temperatur. Der Bimetallstreifen besteht aus zwei Metallstreifen mit unterschiedlichem Wärmeausdehnungskoeffizienten, die fest miteinander vernietet oder verschweißt sind. Da sich ein Metall bei Erwärmung stärker als das andere ausdehnt, krümmt sich der Bimetallstreifen und unterbricht den Stromkreis (Bild 281). Der Sollwert der Temperatur, bei der der Abschaltvorgang erfolgt, kann beispielsweise durch den Kontaktabstand eingestellt werden. Da ein allmähliches Öffnen und Schließen der Kontakte zur Ausbildung von Funken oder eines Lichtbo-

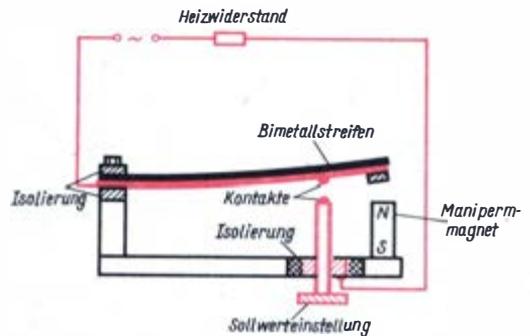


Bild 281. Zweipunktregler mit Bimetallschalter

gens und damit zur raschen Abnutzung der Kontakte führt, muß durch einen Federmechanismus oder durch einen kleinen Permanentmagneten erreicht werden, daß die Schaltvorgänge *sprungartig* erfolgen. Dieser einfache Temperaturregler zeigt das typische Verhalten eines *Zweipunktregelkreises*, das wir experimentell untersuchen wollen. Wir benötigen außer einem Reglerbügeleisen das Selbstbau-Temperaturmeßgerät und eine Uhr mit Sekundenanzeige. Um eine möglichst schnelle Wärmeabgabe zu ermöglichen, wird das Bügeleisen auf eine große Metallfläche, etwa ein Kuchenblech, gestellt. Durch eine geeignete Unterlage sorgen wir dafür, daß die Tischfläche keinen Schaden erleidet. Das Thermoelement des Temperaturmeßgerätes bringen wir in guten Wärmekontakt mit der Heizfläche und beobachten den zeitlichen Verlauf der geregelten Temperatur während einiger Schaltzyklen. Die höchstmögliche Temperatur wird als Sollwert eingestellt. Wir beginnen die Temperatur- und Zeitmessung, wenn der Regler zum erstenmal abschaltet. In Abständen von 30 Sekunden werden die Temperaturwerte notiert und die Zeitpunkte, in denen durch den Regler der Stromkreis wieder geschlossen oder unterbrochen wird. Das typische Zeitverhalten der Regelgröße ist in Bild 282 dargestellt. Die Temperatur pendelt zwischen dem Maximal- und dem Minimalwert. Die Amplituden der Temperaturschwankungen sind recht erheblich; sie betragen im Beispiel etwa 35 K. *Anstiegs-* und *Abfallzeit* der Regelgröße sind unterschiedlich, weil die Wärmezufuhr durch den Heizwiderstand infolge seiner großen elektrischen Leistung schneller erfolgt als die Wärmeabgabe an die Umgebung. Vergleicht man den zeitlichen Verlauf der Stellgröße (elektrische Lei-

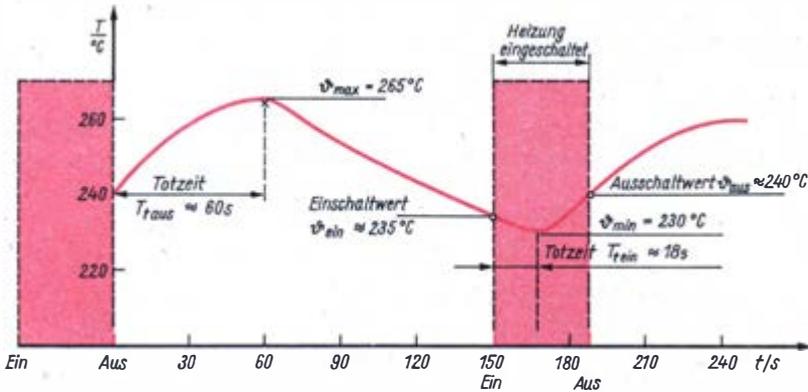


Bild 282. Zeitverhalten der Regelgröße einer Zweipunktregelung

stung) mit dem der Regelgröße, so wird deutlich, daß auch nach dem Ausschaltvorgang die Temperatur noch eine gewisse Zeit ansteigt, bis das System auf die Unterbrechung der Wärmezufuhr mit einem Absinken der Temperatur reagiert. Diese *Totzeit* $T_{t\text{aus}}$ hängt davon ab, wie schnell die Wärme vom Heizwiderstand bis zum Meßfühler geleitet wird. Umgekehrt sinkt die Temperatur auch noch während der Totzeit $T_{t\text{ein}}$ ab, obwohl der Einschaltwert ϑ_{ein} der Regelgröße erreicht und die Heizung eingeschaltet wurde. Die Schaltdifferenz zwischen Ein- und Ausschaltwert der Regelgröße $\Delta\vartheta = \vartheta_{\text{aus}} - \vartheta_{\text{ein}}$ wird *Hysteresis* genannt. Sie ist in erster Linie von der Konstruktion des Reglers und der *thermischen Trägheit* des zu regelnden Systems und des Meßfühlers bei der Aufnahme und Abgabe von Wärme abhängig. Eine Verkleinerung der Schaltdifferenz führt zwar zu geringeren Schwankungen der Regelgröße, jedoch gleichzeitig zur Erhöhung der Schaltfrequenz und damit zur stärkeren Belastung der Schaltkontakte.

Der Zweipunktregler gehört zu den *unstetigen* Regelsystemen, die überall dort eingesetzt werden können, wo die periodischen Pendelbewegungen der Regelgröße um den gewünschten Sollwert nicht stören. Er zeichnet sich durch einfachen und damit betriebssicheren Aufbau aus. Allgemein bekannt ist außer dem Bimetallschalter auch das Kontaktthermometer, mit dem recht genau arbeitende Temperaturregler aufgebaut werden können. Im folgenden Abschnitt werden wir einen elektronischen Zweipunktregler mit guten Eigenschaften entwickeln.

Wir entwickeln eine kontaktlos schaltende Zweipunkttemperaturregelung

Durch die Zweipunktregelung soll die Temperatur, beispielsweise in einem Gewächshaus oder einem Aquarium oder in einem anderen frei wählbaren Bereich, konstant gehalten werden. Von der Regelschaltung fordern wir folgende Eigenschaften:

- Die *maximalen* Abweichungen der Regelgröße vom Sollwert dürfen nicht größer als $\Delta\vartheta = \pm 1 \text{ K}$ werden.
- Die Regelschaltung soll *kontaktlos* arbeiten.
- Das Stellglied soll *Leistungen* bis zu 600 Watt schalten können.
- Der *Einstellbereich* des Sollwertes wird zwischen $0 \text{ }^\circ\text{C}$ und $50 \text{ }^\circ\text{C}$ festgelegt.

Wir entwerfen zunächst das Blockschaltbild des Regelkreises (Bild 283). Das vom Sollwertgeber erzeugte Signal der Führungsgröße w wird mit dem Meßwertsignal der Regelgröße x_r in unserem Beispiel einer von der Temperatur abhängigen Spannung, verglichen. Die Differenz $x_w = x_r - w$ wirkt auf die Regeleinrichtung. Ist $x_r < w$ und damit x_w negativ, so muß die von der Regeleinrichtung erzeugte Stellgröße y eine Vergrößerung der Regelgröße x_r einleiten. Auf die Regelgröße wirken außerdem noch Störungen z ein, die überhaupt erst eine Regelung erforderlich machen. Als Störungen können beispielsweise Änderungen der Außentemperatur oder das Öffnen von Fenster oder Türen wirken. Als Stellglieder kommen, entsprechend den gestellten Forderungen, kontaktlos arbeitende Schalter, also Thyristoren oder Triacs, in Betracht. Regel-

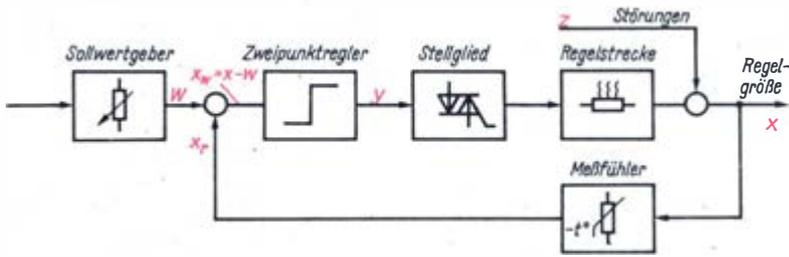


Bild 283. Blockschaltbild der Zweipunkttemperaturregelung

strecke ist im allgemeinen ein Heizwiderstand. Die von ihm erzeugte Wärme kann zur Verkürzung der Regeltotzeit durch Gebläse oder in Flüssigkeiten durch Rührwerke rascher verteilt werden. Als Meßfühler eignen sich alle temperaturabhängigen elektrischen Bauelemente.

Eine besonders starke Temperaturabhängigkeit besitzen Widerstände aus Halbleiterwerkstoffen. Sie werden unter der Bezeichnung „Thermistoren“, „Heißleiter“ oder „NTC-Widerstände“ (negativer Temperaturkoeffizient) für Meß- und Regelzwecke durch Sintern aus Mischungen von Oxiden oder Karbiden hergestellt. Im Bild 284 ist für einige Thermistoren die Abhängigkeit des Widerstandes von der Temperatur dargestellt. Der nicht-lineare Kurvenverlauf kann in Näherung durch die Gleichung

$$R(t) = R_{20} \cdot e^b \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{293 \text{ K}} \right)$$

$e = 2,718$ (Basis der natürlichen Logarithmen) beschrieben werden. Hierbei bedeutet R_{20} der Widerstand des Thermistors bei einer Temperatur von $T = 20^\circ \text{C} = 293 \text{ K}$. Er wird als Typenbezeichnung des Thermistors angegeben. Beispielsweise ist TNM 470 ein Thermistor für Meßzwecke mit einem Widerstand von 470Ω bei 20°C . Die vom verwendeten Material und der Bauform des Thermistors abhängige Konstante b beschreibt seine Temperaturabhängigkeit. Aus der Tabelle können ihre Werte für die TNM-Typen im Widerstandsbereich von 47Ω bis zu $10 \text{ k}\Omega$ entnommen werden. Mit Hilfe der Gleichung läßt sich der Widerstand eines verwendeten Thermistors bei jeder Temperatur angeben. Durch ein Beispiel soll der

Energiekonstanten b von Thermistoren

TNM-Typ	Energiekonstante b in K
47	1500
68	1600
100	1700
150	1800
220	1900
330	2000
470	2200
680	2400
1 k	2600
1,5 k	2800
2,2 k	3000
3,3 k	3150
4,7 k	3250
6,8 k	3400
10 k	3600

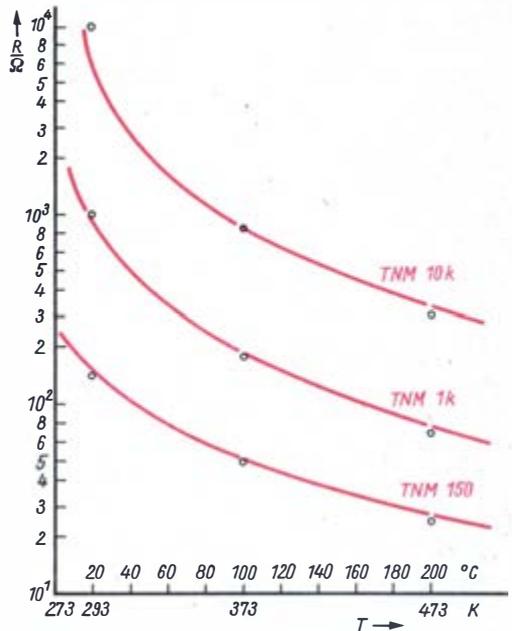


Bild 284. Temperaturabhängigkeit des Widerstandes einiger Thermistoren

Rechenweg erläutert werden. Für einen Thermistor vom Typ TNM 470 liest man aus Tabelle S. 191 für die Energiekonstante den Wert $b = 2200 \text{ K}$ ab. Damit erhalten wir für die Temperatur $T = 100 \text{ }^\circ\text{C} = 373 \text{ K}$ den Widerstand

$$R_{100} = R_{20} \cdot e^{2200 \text{ K} \left(\frac{1}{373 \text{ K}} - \frac{1}{293 \text{ K}} \right)}$$

$$= 470 \text{ } \Omega \cdot e^{-1.61} = \frac{470 \text{ } \Omega}{e^{1.61}} \approx \frac{470 \text{ } \Omega}{5} = 94 \text{ } \Omega.$$

(Die Werte der Funktionen e^x entnehmen wir dem Schultafelwerk.)

Bei der Verwendung als Meßfühler müssen wir beachten, daß der Meßstrom keine merkbare Eigenerwärmung des Thermistors verursacht, die zu einer Verfälschung der Temperaturmessung führen würde. Die im Thermistor umgesetzte elektrische Leistung darf deswegen den Wert von $0,5 \text{ mW}$ nicht überschreiten. Für den als Beispiel gewählten Thermistor TNM 470 ist diese Grenze bereits bei einem Strom von $I_m = 1 \text{ mA}$ erreicht.

Für den praktischen Aufbau des Temperaturmeßfühlers verwenden wir wieder zwei Glasrohre, wie sie beim Bau des Temperaturmeßgerätes beschrieben wurden. Der Vergleich von Sollwert- und Istwertsignal erfolgt durch eine Brückenschaltung (Bild 285). Je größer der Widerstand des als Sollwertgeber wirkenden Potentiometers R_2 im Verhältnis zu den Widerständen R_1, R_3 gewählt wird, um so größer ist der Einstellbereich der Temperatur. Allerdings wird damit gleichzeitig die Einstellgenauigkeit eingeschränkt. Die dem Thermistor vorgeschalteten Widerstände R_4/R_5 müssen den Meßstrom auf den zulässigen Wert begrenzen. Die Z-Diode stabilisiert die Spannung für die Brückenschaltung. Für alle Brückenwiderstände sollten wegen ihres geringen Temperaturkoeffizienten möglichst Metall-

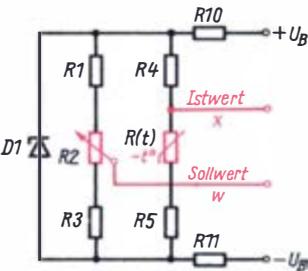
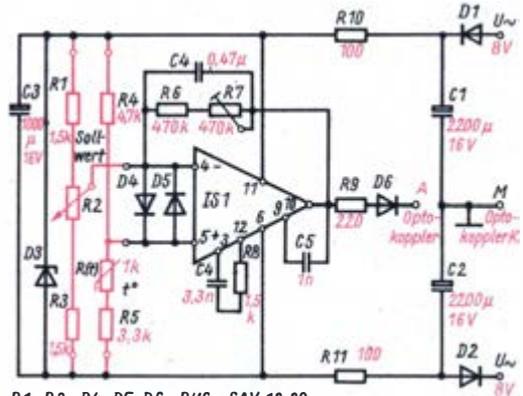


Bild 285. Brückenschaltung für den Vergleich von Ist- und Sollwerttemperatur



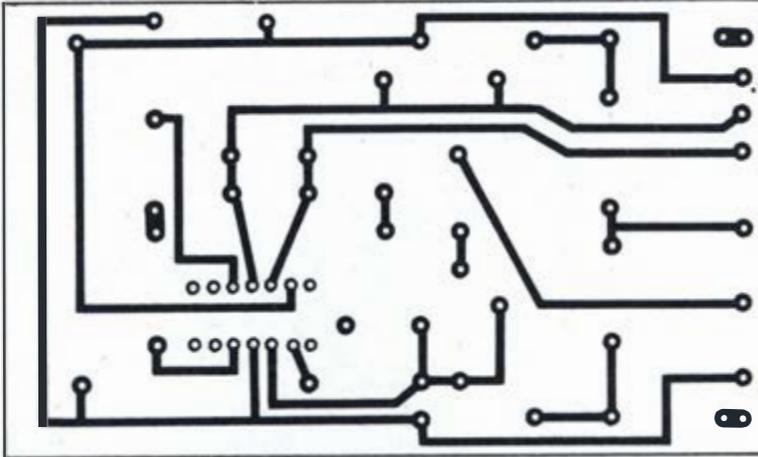
D1, D2, D4, D5, D6 -DUS SAY 12-20
D3 Z-Diode 12V
IS1 OP-Verst. µA 707, A 109
R(t) Thermistor TNM 1K

Bild 286. Regelverstärker des Zweipunktreglers (Stromlaufplan)

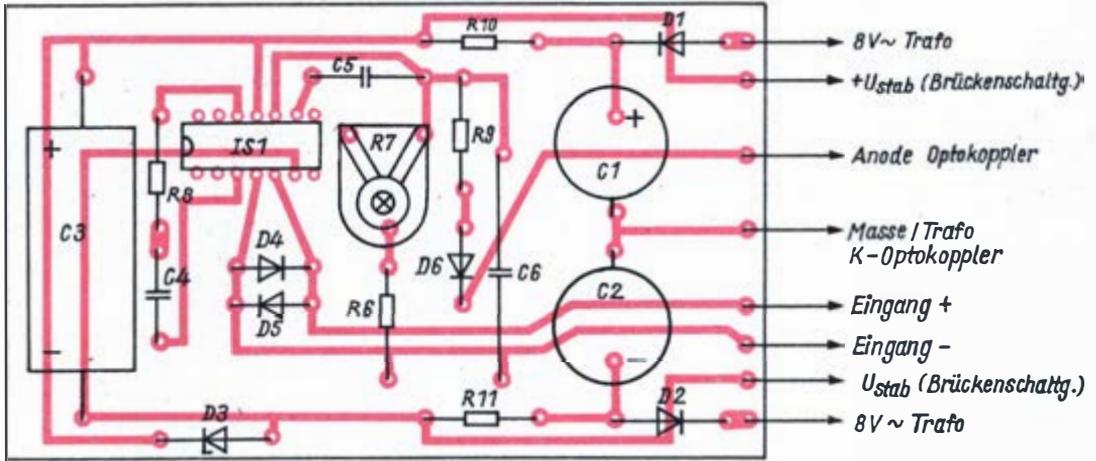
schichtwiderstände verwendet werden. Die Verstärkung der bei Störungen des Gleichgewichts entstehenden Brückenspannung erfolgt durch einen als Differenzverstärker arbeitenden IS vom Typ A 109 bzw. $\mu\text{A} 709$ (Bild 286). Die beiden antiparallel geschalteten Dioden D_4, D_5 an den Eingängen des Verstärkers begrenzen die Signalspannung auf etwa $\pm 0,7 \text{ V}$. Die Mittenspannung dient als Bezugs- oder Nullpotential der Verstärkerschaltung. Nur wenn die am invertierenden Eingang anliegende Sollwertspannung geringer als die Istwertspannung am nichtinvertierenden Eingang ist, liefert der Verstärker eine positive Ausgangsspannung, die zur Ansteuerung der Leuchtdiode des Optokopplers dient. Mit steigender Temperatur verringert sich der Widerstand des Thermistors und damit auch die Differenz von Ist- und Sollwertspannung. Die Diode D_6 sorgt dafür, daß der Optokoppler nicht mit falscher Polung betrieben wird, falls sich das Vorzeichen der Differenzspannung infolge der Totzeit der Regelstrecke zeitweise umpolt. Infolge der hohen durch R_7 einstellbaren *Regelverstärkung* lassen sich bei diesem Zweipunktregler die Abstände zwischen Einschalt- und Abschaltwert sehr klein halten.

Aus dem Bestückungsplan ist ersichtlich, daß sich auf der Leiterplatte nur der Regelverstärker mit der Gleichrichterteil (Bild 287) befindet. Der rot gezeichnete Teil der Brückenschaltung wird an der Frontplatte des Gerätes montiert. Der Stromlaufplan des Stell-

Bild 287. Leiterplatte des Regelverstärkers



a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

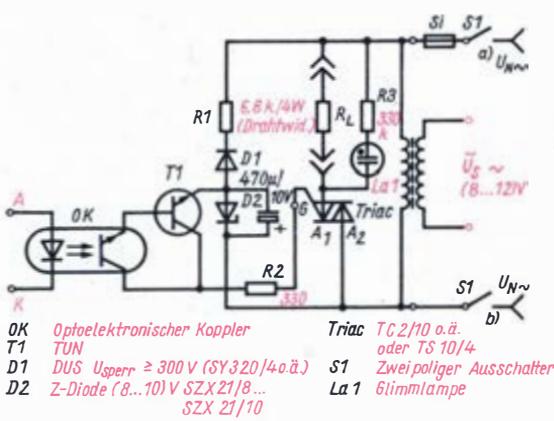


Bild 288. Stellglied des Zweipunktreglers (Stromlaufplan)

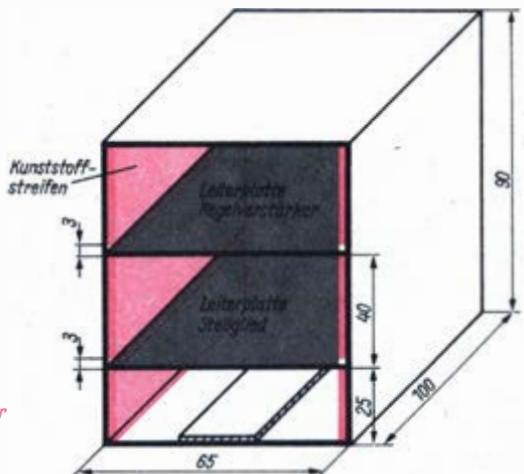


Bild 289. Vorschlag für die Montage der Leiterplatte

glied (Bild 288) läßt erkennen, daß es dem Triacstellglied der Belichtungszeitsteuerung entspricht. Bestückungsplan und Leiterplattenzeichnung können daher unverändert übernommen werden. Auf die richtige Polung der Leuchtdiode des Optokopplers ist jedoch unbedingt zu achten. Durch Abstandsbolzen oder Führungsschienen, die in ein Kunststoffgehäuse eingeklebt werden, sichern wir, daß eine Berührung zwischen dem mit Netzspannung betriebenen Stellglied und dem Regelverstärker ausgeschlossen ist (Bild 289 und 290). An der Frontplatte des Kunststoffgehäuses sind Sollwertpotentiometer, Kontrollampe und Meßfühleranschluß montiert. Die Glühlampe ist parallel zum Heizwiderstand geschaltet und ermöglicht dadurch die Kontrolle der Schaltvorgänge. Auf der Rückseite des Ge-

häuses befinden sich eine Steckdose zum Anschluß des Heizwiderstandes, das Sicherungselement und der Netzschalter.

Zur Funktionsüberprüfung der Regelschaltung schließen wir als Heizwiderstand einen Tauchsieder mit einer Nennleistung $P \leq 600 \text{ W}$ an und tauchen Meßfühler, Thermometer und Heizwiderstand in ein Wasserbad. Es sollte nicht mehr als etwa ein halbes Liter Wasser verwendet werden, weil sonst ein *Regelzyklus* zu lange dauert. Mit dem Sollwertpotentiometer suchen wir die Stellung, bei der die Signallampe ein- und ausschaltet. Den Mittelwert der sich einstellenden Temperatur geben wir an der Sollwertskala an. Nun wiederholen wir den Versuch mehrmals bei verschiedenen Potentiometereinstellungen und können damit den Regelbereich des Gerätes markieren.

Wir erzeugen stabile Spannung

Für die bisherigen Experimente haben wir ein relativ einfaches Labornetzgerät verwendet. Je komplizierter und umfangreicher jedoch unsere Experimente werden, um so mehr steigen die Anforderungen an die Stromversorgung. Dazu gehören:

– Hohe *Stabilität* der Spannung bei Schwankungen der Netzspannung, der Belastung und der Temperatur.

– Hohe *Belastbarkeit* der Spannungsquelle. Besonders bei Verwendung von TTL-Schaltkreisen entstehen durch die Schaltvorgänge hohe Stromspitzen, die keine Spannungsänderungen verursachen dürfen.

– Geringe *Restwelligkeit* der Gleichspannung.

– Hohe *Betriebssicherheit*. Beispielsweise dürfen durch Überlastung oder Kurzschluß keine Schäden eintreten.

– Die Ausgangsspannung muß *einstellbar* sein.

Diese Forderungen lassen sich nur mit einer Regelschaltung erfüllen. Für die Digitaluhr wurde bereits ein Regelnetzteil verwendet. Jedoch war es nur für eine konstante Spannung ausgelegt, es erfüllt damit nur einen Teil der gestellten Bedingungen. Aus systematischen Gründen wurde bei der Entwicklung der Digitaluhr nicht näher auf die Funktion des Regelnetzteils eingegangen. Diese Betrachtungen und Überlegungen werden jetzt nachgeholt und das bereits bekannte Regelnetzteil weiter-

entwickelt. Zunächst entwerfen wir das Blockschaltbild der Regelstrecke (Bild 291). Regelgröße ist die Ausgangsspannung. Sie wird von der Gleichrichterspannung über ein Siebglied geliefert. Sowohl auf das Netzteil wie auch auf die Regelstrecke wirken Störgrößen ein, die zu einer Regelabweichung führen. Ein Meßfühler ist diesmal nicht erforderlich, da die Regelgröße bereits als elektrische Spannung existiert. Der Istwert der Ausgangsspannung x wird mit dem konstanten oder einstellbaren Sollwert einer Normalspannung w verglichen. Eine evtl. auftretende Differenz $x-w$ zwischen den beiden Spannungswerten dient nach entsprechender Verstärkung als Stellgröße y für den *Regeltransistor*. Dessen Widerstand wird so lange verändert, bis die Abweichung zwischen Soll- und Istwert der Spannung vollständig oder wenigstens fast vollständig verschwindet. Der Vergleich überwacht ständig die Regelgröße x am Ausgang des Regelkreises und liefert die Information über das Ergebnis des Vergleichs an das Stellglied zurück. Wir haben hier einen geschlossenen Regelkreis, der auch bei Einwirkung von äußeren Störgrößen, etwa Schwankung der Eingangsspannung am Gleichrichter oder Absinken der Ausgangsspannung bei stärkerer Belastung durch die Signlrückkopplung vom Ausgang auf das Stellglied, eine konstante Spannung herstellt. Selbst wenn der Ausgangsspannung wegen

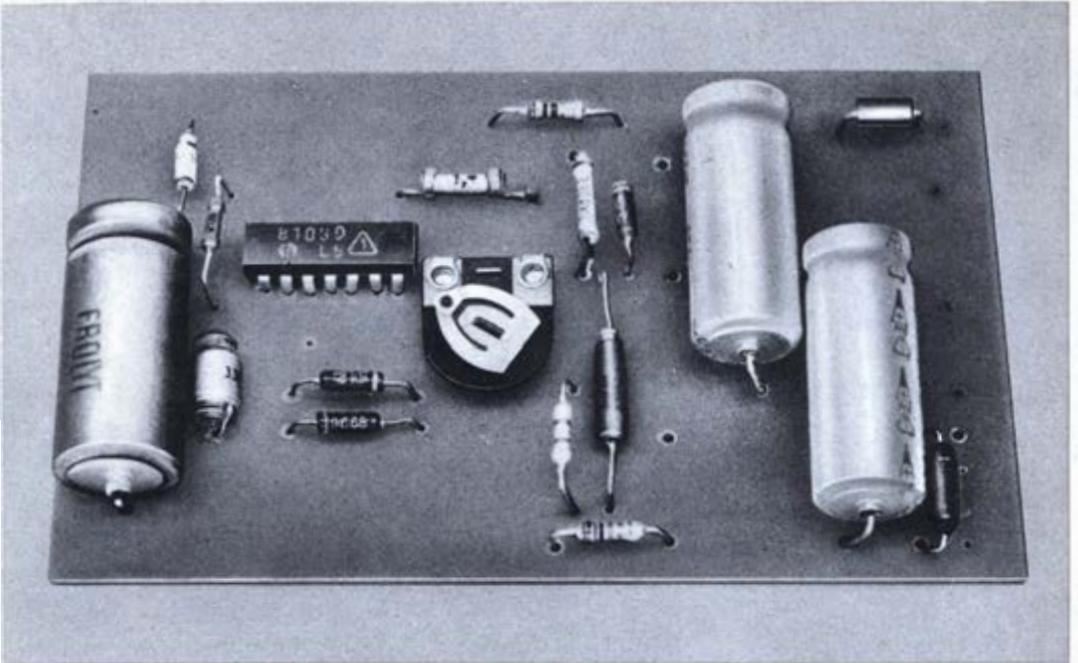


Bild 290. Musteraufbau des Zweipunkttemperaturreglers

unzureichender Siebung im Gleichrichterteil eine Brummspannung überlagert ist, werden auch diese kurzzeitigen Schwankungen ausgeglichen. Bei einem elektronisch geregelten Netzgerät kann daher der Aufwand an den üblichen *Siebmitteln* gering gehalten werden.

Eine Störgröße kann jedoch auch durch die beste Regelschaltung nicht ausgeglichen werden. Das ist in folgendem begründet: Jede Än-

derung des Sollwertes wirkt sich in vollem Umfang auf die Ausgangsspannung aus, da die Schaltung nur auf die Differenz von Ist- und Sollwert reagiert, gleichgültig, ob diese durch Veränderung der einen oder anderen Spannung verursacht wurde. Wir müssen daher großen Wert auf eine von äußeren Einflüssen weitgehend unabhängige Vergleichsspannung legen, weil davon in entscheidendem Maße die Stabilität der Ausgangsspannung abhängt.

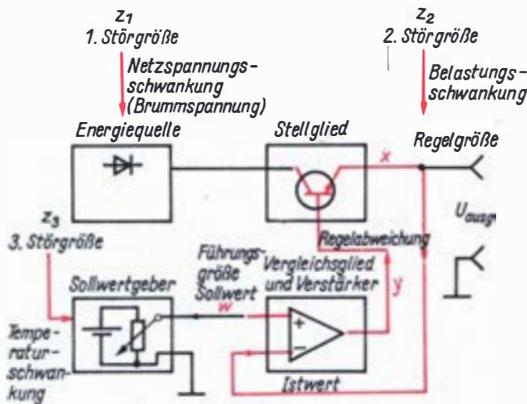
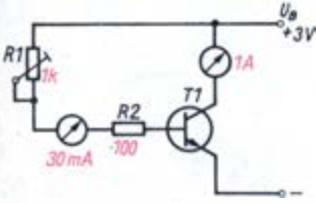


Bild 291. Blockschaltbild der Spannungsreglung

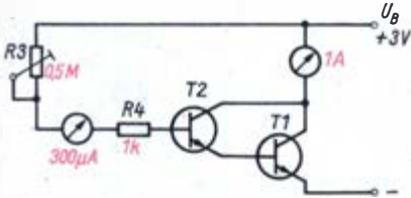
Die Glieder des Spannungsreglers werden entwickelt

Als Stellglied verwenden wir einen Si-Leistungstransistor. Sein Gleichstromwiderstand $R_i = \frac{U_{CE}}{I_c}$ läßt sich durch den Basisstrom verändern. Für die experimentelle Bestimmung des Widerstandsbereichs des Transistors verwenden wir die Meßschaltung von Bild 292. Um die maximal zulässige Verlustleistung des Transistors nicht zu überschreiten, verwenden wir nur eine kleine, aber möglichst konstante

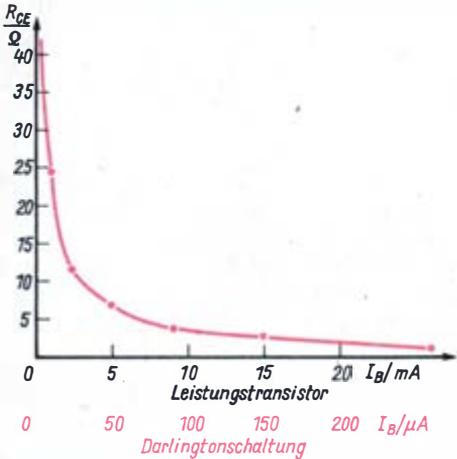
Bild 292. Transistor als Stellglied:



a) Meßschaltung mit Leistungstransistor.



b) Meßschaltung mit Darlingtonschaltung.



c) Meßergebnisse

Spannung. Geeignete Spannungsquellen sind Monozellen. Wir messen den Kollektorstrom I_C bei verschiedenen Basisströmen I_B und stellen $R_i = \frac{U_{CE}}{I_C}$ in Abhängigkeit vom Basisstrom dar.

Die Abbildung 292c zeigt, daß der Widerstand in keinem linearen Zusammenhang zum Basisstrom steht. Da die Stromverstärkung von Leistungstransistoren nicht groß ist, sind relativ hohe Basisströme zur Steuerung erforderlich, die vom Regelverstärker nicht geliefert werden können. Wir schalten daher vor den Leistungstransistor einen zweiten Transistor zur Stromverstärkung. Diese *Darlingtonschaltung* ist ein Transistorsystem mit wesentlich

höherer Stromverstärkung (Bild 292b). Wiederholen wir die Messung mit der Darlingtonschaltung, dann wird deutlich, daß nunmehr zur Einstellung des gleichen Widerstandswertes ein wesentlich geringerer Basisstrom erforderlich ist.

Die stärksten Widerstandsänderungen werden im Basisstrombereich zwischen $I_B = 0$ bis $I_B = 100 \mu A$ erzielt. Daher stellen wir den Arbeitspunkt des Stelltransistors in diesem Bereich ein. Die Sollwertspannung erzeugen wir durch eine Stabilisierungsschaltung mit Z-Dioden. Als *Stabilisierungsfaktor* S bezeichnet man das Verhältnis der relativen Spannungsänderungen $\frac{\Delta U}{U}$ am Eingang und Ausgang der

$$S = \frac{\Delta U_E / U_E}{\Delta U_Z / U_Z}$$

Der erreichbare Stabilisierungsfaktor hängt in erster Linie von dem Verhältnis des Vorwiderstandes R_V zum dynamischen Widerstand $R_Z = \Delta U_Z / \Delta I_Z$ der Z-Diode ab. Bei geringer Belastung gilt:

$$S = \left(1 + \frac{R_V}{R_Z}\right) \cdot \frac{U_Z}{U_E}$$

Der Widerstand R_Z läßt sich aus der Kennlinie der Z-Diode ablesen und liegt etwa bei 5Ω (Bild 11). Da der Vorwiderstand R_V den Strom durch die Z-Diode bestimmt und daher auch nicht beliebig groß gewählt werden kann, ist der Stabilisierungsfaktor nicht besonders hoch. Im Leerlauf ($R_L \rightarrow \infty$) können wir beispielsweise bei einem Vorwiderstand von $R_V = 220 \Omega$ mit einem maximalen Stabilisierungsfaktor von

$$S_1 \approx \left(1 + \frac{220}{5}\right) \cdot \frac{9,1}{15} = 27,3$$

rechnen, wenn wir als Betriebsspannung $U_E = 15 V$ annehmen und die Z-Spannung $9,1 V$ beträgt. Der Stabilisierungsfaktor läßt sich erhöhen, wenn wir eine zweite Z-Diode geringer Durchbruchspannung verwenden. Die von der ersten Z-Diode stabilisierte Spannung dient als Eingangsspannung für die zweite Z-Diode. Diese Doppelstabilisierung nennt man *Kaskadenschaltung* (Bild 293). Der Stabilisierungsfaktor der Kaskadenschaltung ergibt sich zu $S = S_1 \cdot S_2$. Der Strom durch die zweite Diode beträgt etwa $I_{Z2} = \frac{U_{Z1} - U_{Z2}}{R_2}$

Wir erzeugen stabile Spannung

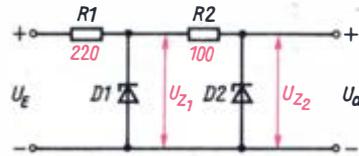
$\approx 30 \text{ mA}$. Nimmt man für den Z-Widerstand hier ebenfalls den Wert $R_{Z2} = 5 \Omega$ an, dann läßt sich für S_2 abschätzen

$$S_2 \approx \left(1 + \frac{100}{5}\right) \frac{6,2}{9,1} = 14,3$$

und $S = S_1 \cdot S_2 \approx 390$. Schwankungen der Betriebsspannung werden durch die Kaskadenschaltung auf den Bruchteil $\frac{1}{390}$ herabgesetzt. Dagegen verbessert sich durch die Kaskadenschaltung die Stabilität der Spannung gegenüber Belastungsschwankungen nicht.

Eine weitere Störgröße ist die äußere Temperatur, weil die Durchbruchspannung einer Z-Diode *temperaturabhängig* ist. Die Temperaturabhängigkeit wird durch den Temperaturkoeffizienten beschrieben, der die relative Spannungsänderung bei Temperaturänderung von 1 K angibt. Wie man aus Bild 294 erkennen kann, ist der Temperaturkoeffizient bei kleinen Werten der Z-Spannung negativ und wechselt bei etwa $U_Z = 6 \text{ V}$ sein Vorzeichen. Wir sind daher gut beraten, für die zweite Diode einen Typ auszuwählen, dessen Z-Spannung in der Nähe dieser Spannung mit dem geringsten Temperaturkoeffizienten liegt. Damit wird der Einfluß der Temperatur ausreichend herabgesetzt. Somit können wir eine von äußeren Einflüssen weitgehend unabhängige Sollwertspannung erzeugen.

Für die Aufgabe, Sollwert und Istwert der Spannung miteinander zu vergleichen und evtl. Abweichung zu verstärken, ist der Operationsverstärker ausgezeichnet geeignet, da er



D1 Z-Leistungsdiode 9,1V/1W
D2 Z-Leistungsdiode 6,2V/1W

Bild 293. Kaskadenschaltung von Z-Dioden

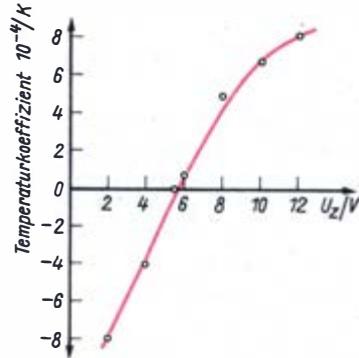
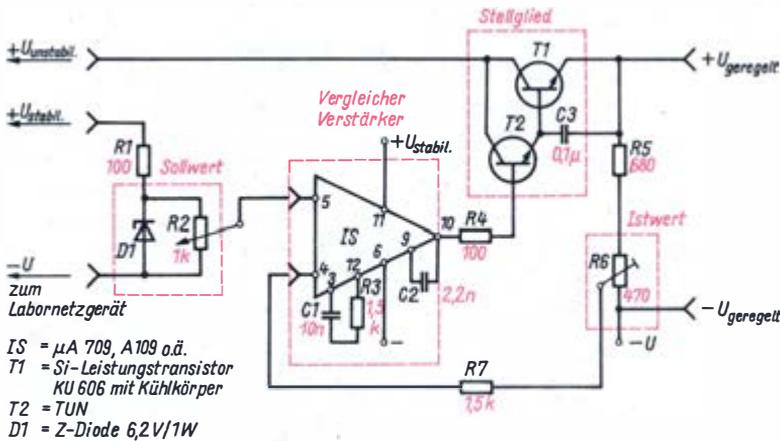


Bild 294. Spannungsabhängigkeit des Temperaturkoeffizienten von Z-Dioden

bekanntlich ein Differenzverstärker ist. Wir können daher ohne weiteres an jeden der beiden Verstärkereingänge eine der zu vergleichenden Spannungen anlegen (Bild 295). Wegen der recht hohen Spannungsverstärkung des Operationsverstärkers werden schon kleine Differenzen von Ist- und Sollwert ausge-



IS = $\mu\text{A } 709, \text{ A}109 \text{ o.ä.}$
T1 = Si-Leistungstransistor
KU 606 mit Kühlkörper
T2 = TUN
D1 = Z-Diode 6,2V/1W

Bild 295. Spannungsregler (Stromlaufplan)

regelt. Wenn beispielsweise die positive Ausgangsspannung wegen geringerer Belastung ansteigt, dann spielt sich folgender Regelvorgang ab: Durch die umkehrende Wirkung des OPV hat eine höhere Spannung am invertierenden Eingang ein Absinken der Spannung am Ausgang und damit auch an der Basis des Stelltransistors zur Folge. Durch die Verringerung der Basisspannung erhöht sich der innere Widerstand des Stelltransistors, bis die Ausgangsspannung am Regelkreis und damit auch die Spannungsdifferenz am Verstärkereingang wieder den ursprünglichen Wert angenommen hat.

Wir erproben nun die Regelschaltung auf der Experimentierplatte, dazu muß jedoch der Leistungstransistor auf ein Kühlblech montiert werden. Falls kein industriell gefertigter Kühlkörper zur Verfügung steht, läßt sich mit einigen Aluminiumblechen eine ausreichende Wärmeabfuhr sichern (Bild 296). Als Spannungsquelle verwenden wir für die Erprobung das Labornetzgerät. Der Sollwertspannungseingang wird an die stabilisierte Spannung und der Regeltransistor an die Klemmen mit der unstabilisierten Spannung angeschlossen. Da bei der Schaltung wegen der hohen Verstärkung und der hohen Grenzfrequenz der Transistoren die Gefahr der Selbsterregung (Schwingungen) besteht, ist zur Vermeidung der Selbsterregung zwischen Basis und Emitter des Stelltransistors der Kondensator C_3 geschaltet. Wir verändern nun den Sollwert der Vergleichsspannung und beobachten die Ausgangsspannung der Regelschaltung. Die Regelwirkung ist daran erkennbar, daß sich die Ausgangsspannung in einem bestimmten Bereich einstellen läßt. Im mittleren Spannungsbereich überprüfen wir, ob und in welchem Maße Belastungsänderungen ausgeregelt werden. Vorsicht, Bauelemente nicht überlasten! Die obere Grenze für den Laststrom wird nicht nur durch die Verlustleistung und Kühlung des Regeltransistors, sondern auch durch die Strombelastbarkeit der Gleichrichterdiode und des Transformators festgelegt. Eine zu starke Belastung oder gar ein ungewollter Kurzschluß, wie er beim Experimentieren durchaus einmal eintreten kann, würde mit Sicherheit den „Wärmetod“ des teuren Stelltransistors, der Dioden oder des Transformators zur Folge haben. Wir werden daher die Schaltung durch Einbau einer *elektronischen Siche-*

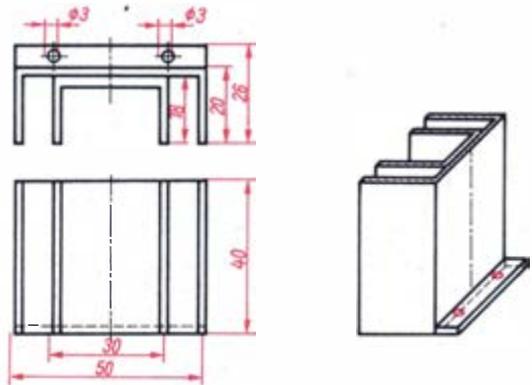


Bild 296. Selbstbau eines Kühlkörpers

rung kurzschlußfest machen, ehe wir zum praktischen Aufbau übergehen. Diese Aufgabe läßt sich lösen, indem wir ein Stück Konstantendraht mit einem Widerstand von etwa 1Ω in den Laststromkreis schalten. Durch den Widerstandsdraht fließen Ströme bis 1 A, er sollte daher einen Durchmesser von mindestens 0,2 mm haben. Der Spannungsabfall an diesem Widerstand dient als Basis-Emitterspannung für den Begrenzertransistor T_3 (Bild 297). Übersteigt die Spannung an der Basis von T_3 den Wert von etwa 0,6 V, so wird der Transistor T_3 leitend und verhindert durch seinen geringen Innenwiderstand das weitere Ansteigen des Basisstromes für die Transistoren T_1, T_2 . Der Laststrom wird dadurch auf einen Wert von 0,6 A begrenzt. Der Leistungstransistor muß daher gut gekühlt werden.

Die Regelschaltung auf dem Prüfstand

Die auf der Experimentierplatte aufgebaute Spannungsregelschaltung unterziehen wir einer gründlichen Überprüfung. Dabei stellen wir fest, ob sie die erwarteten Eigenschaften aufweist, evtl. auftretende Mängel werden beseitigt. Zunächst untersuchen wir das Belastungsverhalten der Regelschaltung. Da jedoch nur sehr geringe Spannungsänderungen zu erwarten sind, müssen wir ein besonderes Meßverfahren, die *Kompensationsmethode*, anwenden. Aus drei Flachbatterien erzeugen wir eine einstellbare, konstante Vergleichsspannung und schalten das Voltmeter als Spannungsvergleich zwischen beide gleichgepolten Spannungsquellen (Bild 298). Je ge-

Wir erzeugen stabile Spannung

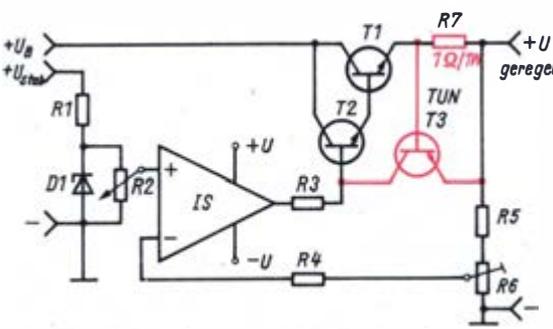
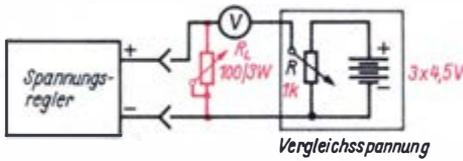


Bild 297. Spannungsregelschaltung mit Strombegrenzung

nenwiderstand $R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_L}$ der Spannungsquelle stark herabgesetzt, denn relativ große Stromänderungen führen nur zu kleinen Spannungsänderungen. Ferner ist der Einsatz der *Strombegrenzung* deutlich erkennbar.

Im zweiten Experiment weisen wir nach, daß die Regelschaltung die *Restbrummspannung* stark herabsetzt. Die Restbrummspannung ist nur bei stärkerer Belastung mit dem Vielfachmeßgerät meßbar, dem zur Abtrennung des Gleichspannungsanteils ein Kunstfolienkondensator vorgeschaltet ist (Bild 299). Die un-stabilisierte Spannung des Labornetzgerätes ist von einer deutlich meßbaren Brummspannung überlagert. Durch die Stabilisierung verringert sich die Brummspannung merklich, während sie bei gleicher Belastung am Ausgang der Regelschaltung mit dem Vielfachmeßgerät nicht nachweisbar ist. Damit hat die Regelschaltung alle an sie gestellten Forderungen erfüllt. Bevor wir mit dem Aufbau des geregelten Netzgerätes beginnen, muß entschieden werden, ob eine Spannungsquelle genügt oder ob in Hinsicht auf Experimente mit Operationsverstärkern, die in der Regel zwei Betriebsspannungen erfordern, die gesamte Schaltung doppelt auszuführen ist. Der Einbau eines Voltmeters, das die Ausgangs-



Hinweis: Erst die Spannung kompensieren, dann Meßbereich auf 100 mV schalten!

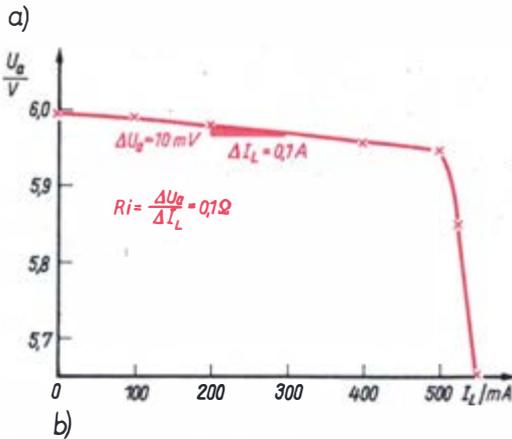


Bild 298. Kompensationsschaltung:
a) Stromlaufplan,
b) Kennlinie

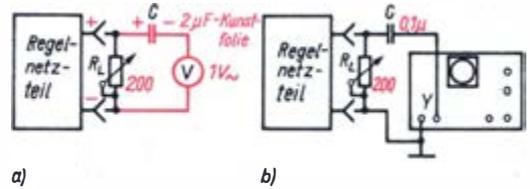


Bild 299. Messung der Restbrummspannung:
a) mit Vielfachmeßgerät,
b) mit Oszillografen

nauer die beiden Spannungen angeglichen sind, um so empfindlicher kann der Meßbereich des Voltmeters gewählt werden. Wir belasten nun die Regelschaltung stufenweise und messen die Änderungen der Ausgangsspannung. Als Belastungswiderstände eignen sich unter anderem parallelgeschaltete Glühlampen mit passender Nennspannung und Leistung. Im Bild 298b ist deutlich die gute Konstanz der geregelten Ausgangsspannung zu erkennen. Durch die Regelung wurde der In-

spannung des Netzteils anzeigt, ist empfehlenswert, jedoch nicht unbedingt erforderlich. Es genügt, die Drehwinkelskala des Sollwertpotentiometers zu kalibrieren. Von diesen Entscheidungen hängen die Größe des Gehäuses und die Gestaltung der Frontplatte ab. Der Stromlaufplan (Bild 300), die Leiterplatte und der Bestückungsplan (Bild 302) wurden für das Einfachnetzteil ausgelegt. Es bereitet keine Schwierigkeit, die gesamte Schaltung bei Bedarf zu verdoppeln. Am Musteraufbau

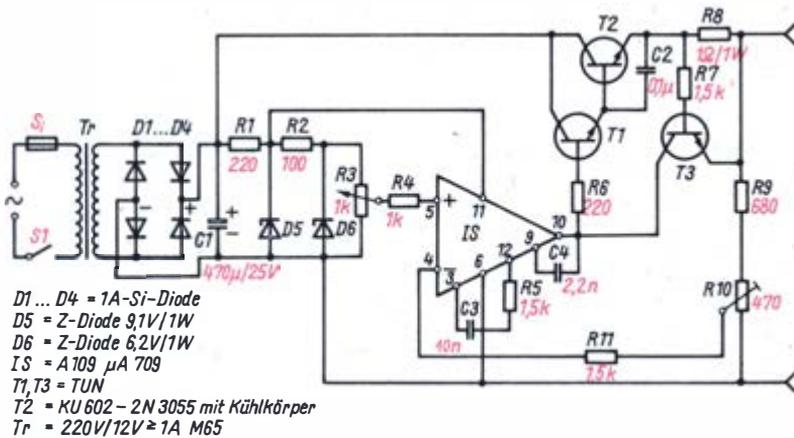


Bild 300. Geregelter Netzteil (Stromlaufplan)

(Bild 301) ist erkennbar, daß das Netzteil bei Verzicht auf jeden Zusatz in einem recht kleinen Gehäuse Platz findet. Die Anschlußklemmen für die Ausgangsspannung und das Potentiometer zur Sollwerteneinstellung wurden mit Kunststoffwinkeln direkt auf die Leiterplatte montiert, so daß die gesamte Schaltung eine kompakte Baueinheit bildet.

Mit dem geregelten Netzteil können wir auch ein Ladegerät für die Nickel-Kadmium-Akkumulatoren der Fernsteueranlagen aufbauen. Dazu vergrößern wir den Widerstand R_8 so weit, daß der Ladestrom 50 mA beträgt. Mit R_3 stellen wir die Ladeschlußspannung auf $U_{LS} = 1,49$ V pro Zelle, also $U_{LSE} = 5,96$ V für die Empfängerbatterie und $U_{LSS} = 8,94$ V für die Senderbatterie ein. Mit einer Kontrollladung überprüfen wir, ob das Ladegerät den Ladevorgang auch tatsächlich bei den ange-

gebenen Werten beendet. Für Empfänger- und Senderbatterie bauen wir je einen Ladezweig auf.

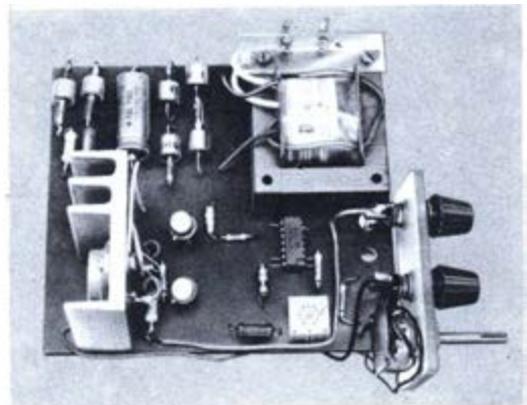


Bild 301. Musteraufbau des geregelten Netzteils

Der universell einsetzbare Analogregler

Am Beispiel der Spannungsregelung machten wir uns mit dem Grundprinzip einer *stetig* arbeitenden Regelschaltung vertraut. Die einzelnen Glieder einer Regelschaltung und ihr Zusammenwirken in einem geschlossenen Regelkreis waren dabei deutlich erkennbar. Allerdings ist diese Schaltung nur zur Regelung von Gleichspannungen verwendbar. Für die Übertragung auf andere Regelgrößen ist dieses Schaltungsprinzip nicht geeignet. Ähnliches gilt für den Zweipunktregler. Die Temperatur-

zweipunktregelung läßt sich durchaus auf die Lösung anderer Regelaufgaben übertragen, jedoch ist ihr Einsatzbereich durch die bei diesem Regelprinzip unvermeidbare Pendelbewegung der Regelgröße eingeschränkt. Eine Regelschaltung, die diesen Nachteil aufweist und die für die Lösung vieler Regelaufgaben verwendbar ist, entwickeln wir im folgenden. Als Beispiel wählen wir die Aufgabe, die von elektrischen Lichtquellen erzeugte Beleuchtungsstärke in einem Raum konstant zu

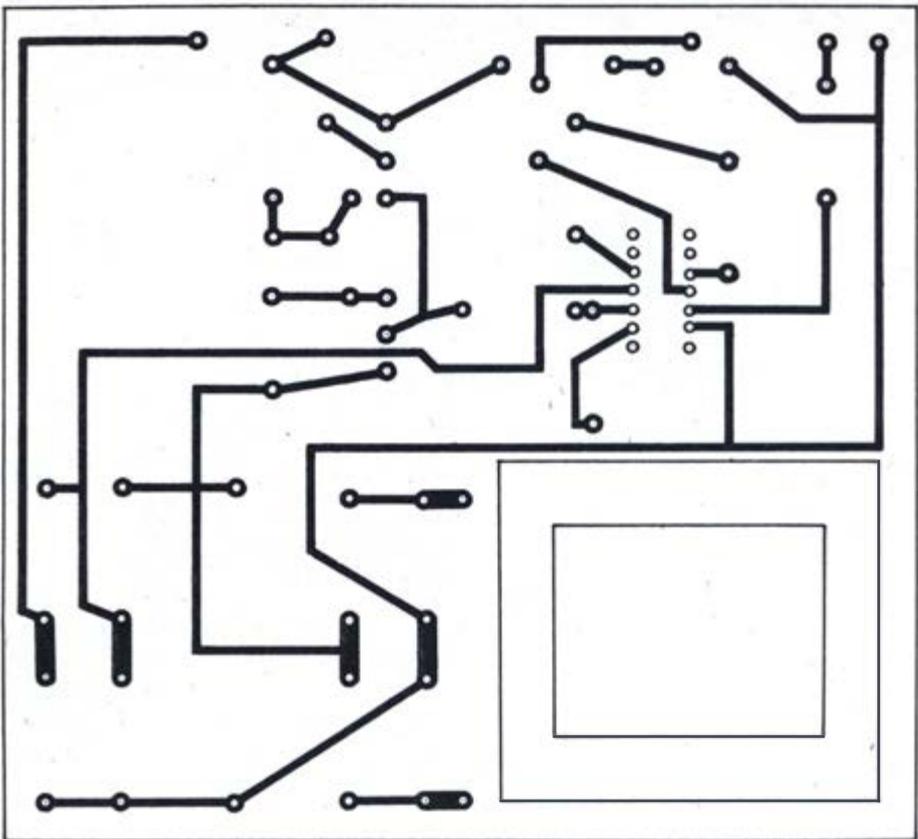
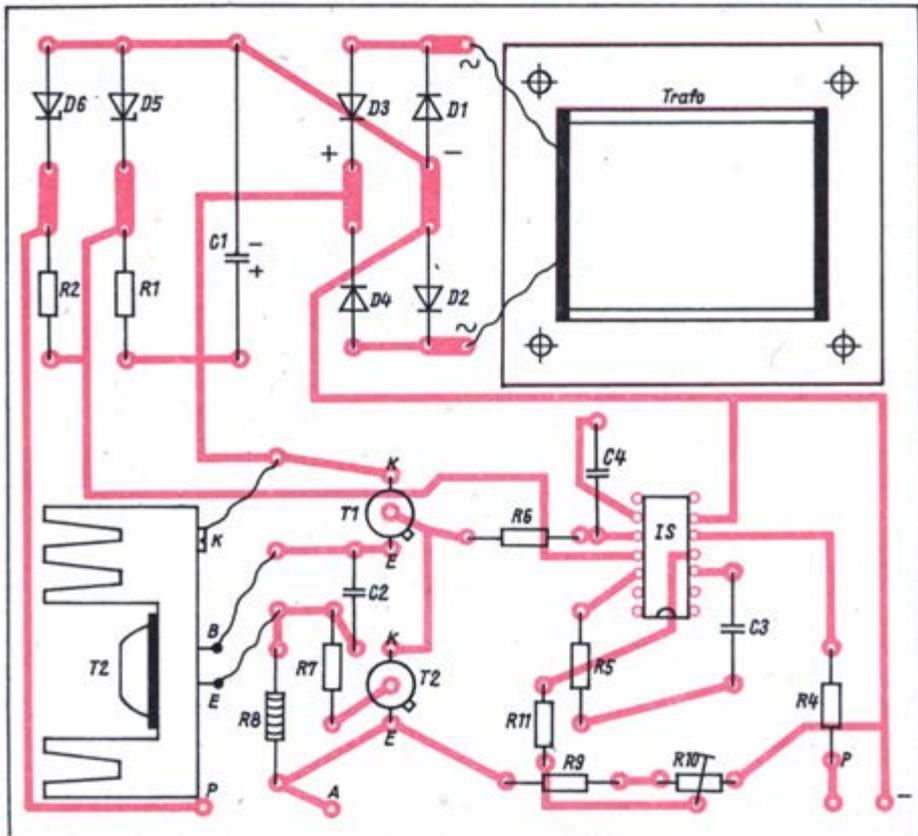


Bild 302. Leiterplatte des geregelten Netzteils:

a) Leiterseite,

b) Bestückungsplan



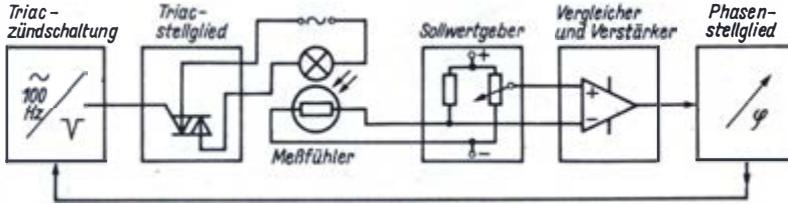


Bild 303. Blockschaltbild des Analogreglers

halten. Durch den Austausch von Meßfühler und Regelstrecke soll eine einfache Übertragung auf andere Regelaufgaben möglich sein.

Für das Schaltungsprinzip der elektronischen *Analogregelung* gibt es viele Varianten. Wir entscheiden uns für eine Schaltung, bei der wir auf bereits entwickelte Baugruppen und die gewonnenen Erfahrungen und Kenntnisse zurückgreifen können. Damit sparen wir Material und Zeit und lernen darüber hinaus, daß sich mit einer relativ geringen Anzahl elektronischer Baugruppen viele und unterschiedliche Probleme lösen lassen. Wir halten auch an der bewährten Methode fest, nicht sofort mit dem Bau des Gerätes zu beginnen, sondern vorher jede Stufe zu untersuchen und zu erproben. Wir lernen so die Funktion der einzelnen Baustufen in der neuen Anwendung besser verstehen und können leichter Fehler erkennen und Störungen beseitigen. An den Anfang der Arbeit stellen wir wieder den Entwurf des Blockschaltbildes (Bild 303).

Der Meßfühler wandelt die Regelgröße in eine elektrische Signalspannung um. Als Meßfühler eignet sich der Fotowiderstand. In einer

Brückenschaltung erfolgt der Vergleich des vom Meßfühler gelieferten Istwertsignals mit der Sollwertspannung, die an einem Potentiometer eingestellt werden kann. Die Differenz beider Spannungen wird verstärkt und bildet die Steuerspannung für das Triacstellglied. Da die Regelgröße kontinuierlich zwischen Null und dem Maximalwert einstellbar sein soll, werden wir wieder die Phasenanschnittsteuerung für den Triac anwenden. Dazu müssen wir noch das Problem lösen, die Phasenlage der Steuerimpulse durch die Signalgleichspannung zu beeinflussen.

Wir erproben die Glieder des Analogreglers

Als nächstes erproben wir die Funktion der einzelnen Glieder des Regelkreises und untersuchen deren Zusammenwirken. Der Stromlaufplan des Triacstellgliedes (Bild 304) unterscheidet sich gegenüber der Version von Bild 166 durch die zusätzliche *Graetz-Gleichrichterschaltung* mit den Dioden $D_7...D_{10}$, die eine ungeglättete, pulsierende Gleichspannung

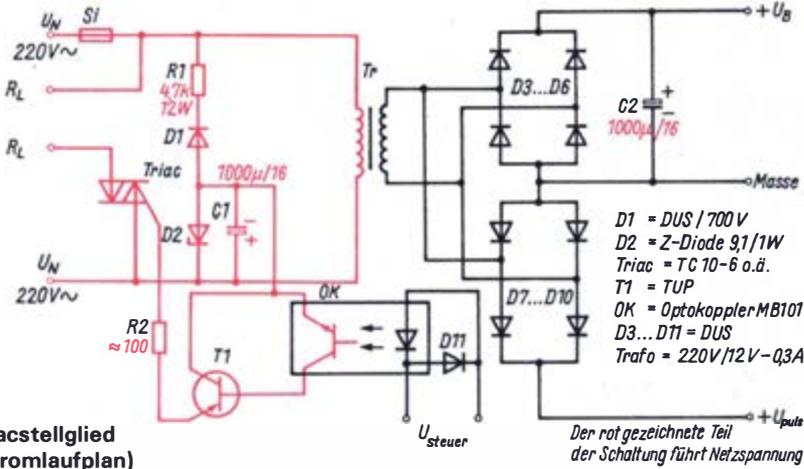
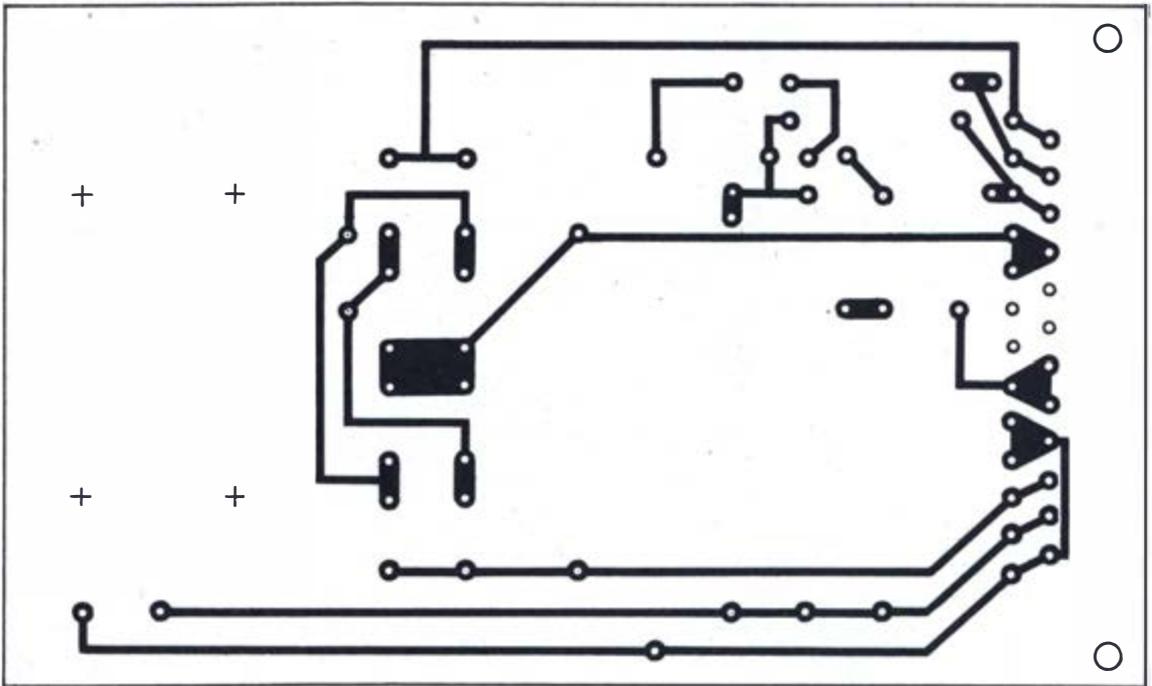
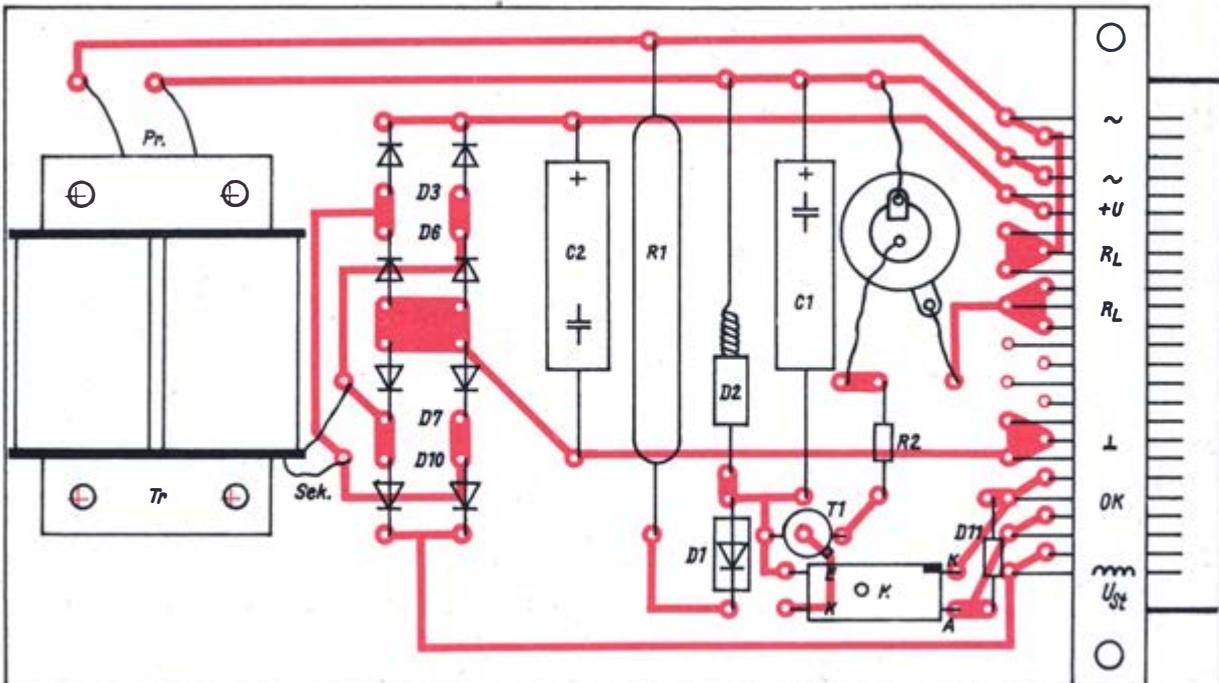


Bild 304. Triacstellglied (Stromlaufplan)

Bild 305. Leiterplatte des Triacstellgliedes:



a) Leiterseite,



b) Bestückungsplan

nung mit der doppelten Netzfrequenz erzeugen. Sie ist für die Phasenanschnittsteuerung erforderlich. Ferner muß eine Entstörschaltung vorgesehen werden. Wie beim Triacsteller wird sie auf einer getrennten kleinen Leiterplatte aufgebaut und direkt beim Netzspannungsanschluß in die Schaltung eingefügt. Wie aus dem Bestückungsplan (Bild 305) zu ersehen ist, wurde der Triac direkt auf die Leiterplatte montiert. Sollten jedoch die zu regelnden Leistungen größer als 600 W sein, dann empfiehlt es sich, den Triac einschließlich des erforderlichen Kühlkörpers berührungssicher in der Nähe der Regelstrecke anzuordnen. Die Erprobung dieser Teilschaltung erfolgt unter Beachtung der mehrfach genannten Sicherheitsvorschriften nach der Methode, die beim Zweipunktregler beschrieben wurde.

Die elektrisch steuerbare Phasenanschnittsteuerung wird entwickelt

Für die Ansteuerung des Triac benötigen wir noch Steuerimpulse, die sich gegenüber der Betriebsspannung zeitlich verschieben lassen. Eine solche Phasenanschnittsteuerung lernten wir bereits beim Bau des Thyristorstellers kennen. Zur Phasenanschnittsteuerung eignet sich die Phasendrehbrücke, bei der sich durch Veränderung eines Widerstandes die Phasenverschiebung zwischen 0° bis 180° erzielen läßt. Dieses Schaltungsprinzip übernehmen wir für die Regelschaltung, jedoch soll der relativ teure und schwere Transformator durch eine andere Baugruppe ersetzt werden. Diese Baugruppe muß ebenfalls zwei Wechselspannungen *entgegengesetzter* Phase liefern. Von den ersten Experimenten mit dem Transistor wissen wir, daß die verstärkte Wechselspannung am Kollektorwiderstand gegenüber der

Eingangsspannung eine Phasenumkehr erfährt. Wird der Arbeitswiderstand in die Emittterleitung gelegt, dann sind Eingangs- und Ausgangsspannung gleichphasig. Der Transformator der Phasendrehbrücke läßt sich daher durch einen Transistor ersetzen, bei dem wir sowohl einen Emittter- als auch Kollektorwiderstand gleicher Größe vorsehen. Zwischen Kollektor und Emittter können wir mit der RC-Reihenschaltung jede beliebige Phasenlage zwischen $0 < \varphi < 180^\circ$ einstellen (Bild 306). Das Hauptproblem ist damit noch nicht gelöst. Die Veränderung der Phasenlage der Steuerimpulse kann ja bei einer Regelschaltung nicht

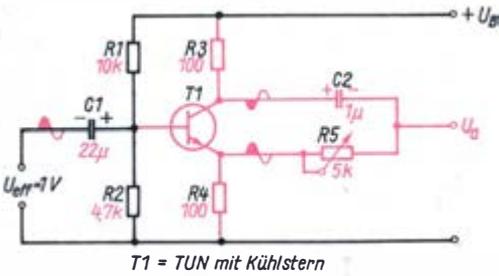
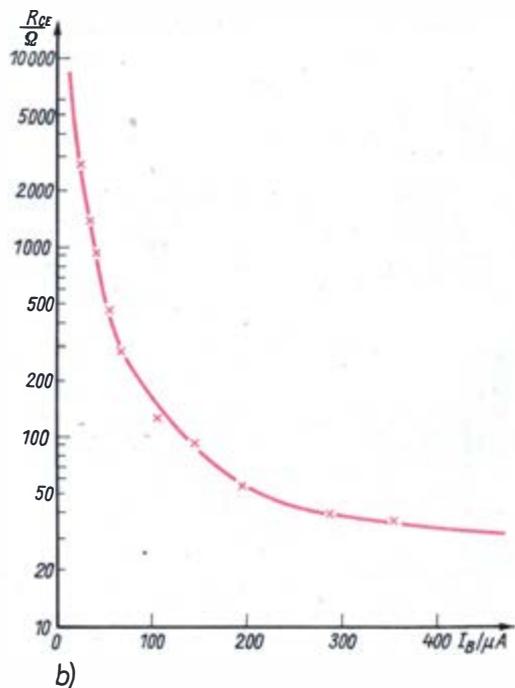
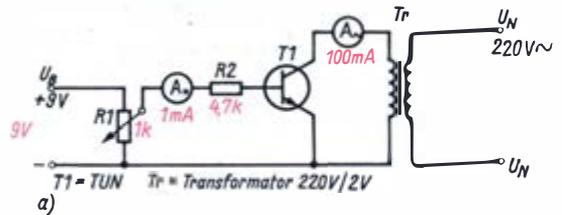


Bild 306. Phasendrehbrücke mit Transistor

Bild 307. Experimentelle Bestimmung des Wechselstromwiderstandes eines Transistors:
 a) Versuchsschaltung,
 b) Kennlinie

durch mechanisches Verstellen eines Potentiometerwiderstandes erfolgen, sondern muß durch die Stellgröße selbsttätig ausgelöst werden. Wir müssen daher das Potentiometer der Phasendrehbrücke durch einen von der Signalspannung *steuerbaren* Widerstand ersetzen. In dieser Funktion haben wir bei der Spannungsregelung bereits den Transistor kennengelernt und experimentell untersucht.

Für die Lösung der neuen Aufgabe ist kein Leistungstransistor erforderlich. Wir wiederholen die Widerstandsbestimmung mit einem Kleinleistungstransistor, um den günstigsten Widerstandsbereich und die zugehörige optimale Basissteuerspannung zu ermitteln. Da in der Phasendrehbrücke nur der Wechselstromwiderstand des Transistors eine Rolle spielt, müssen wir die Messungen mit Wechselspannungen durchführen. Wir ersetzen dazu im Versuchsaufbau die Gleichspannungsquelle durch einen Transformator, der eine Wechselspannung von etwa 2 V liefert (Bild 307). Wir messen den Wechselstromwiderstand

$$R_{CE\sim} = \frac{U_{CE\sim}}{I_{CE\sim}}$$

Basisstromes und stellen die Meßergebnisse $R_{CE\sim} = f(I_B)$ grafisch dar. Das Meßergebnis zeigt, daß bei Veränderung des Basisstromes im Bereich von $I_B = 20 \mu A$ bis $I_B = 1 \text{ mA}$ der Wechselstromwiderstand des Transistors Werte zwischen $R_{CE\sim} = 3 \text{ k}\Omega$ bis $R_{CE\sim} = 30 \Omega$ annimmt. Die stärksten Widerstandsänderungen treten bei kleinen Basisströmen auf. Jedoch ist es nicht günstig, in diesem Bereich zu arbeiten, weil dann nur geringe Wechselströme fließen und die Schaltung nicht belastbar ist. Bei großen Basisströmen ändert sich der Transistorwiderstand nur wenig. Als Ergebnis unseres Versuchs können wir demnach festhalten, daß der günstigste Widerstandsbereich zwischen 100Ω und $3 \text{ k}\Omega$ liegt. Der zur Widerstandsänderung gehörende Basisstrombereich hängt natürlich von der Stromverstärkung des verwendeten Transistors ab und muß durch eigene Messungen bestimmt werden.

Wir überlegen nun, welche Kapazität der Kondensator haben muß, der zusammen mit dem Transistorwiderstand eine Phasendrehbrücke bilden soll. Wir gehen dabei vom Mittelwert der möglichen Winkelbereiche $\varphi = 90^\circ$ aus. Dieser Winkel stellt sich ein, wenn der Blindwiderstand des Kondensators gleich dem Wechselstromwiderstand

des Transistors ist. Aus dieser Bedingung $X_C = R_{CE}$ folgt mit $R_{CE\sim} = 1,6 \text{ k}\Omega$

$$\frac{1}{2\pi f \cdot C} = R_{CE\sim}$$

$$C = \frac{1}{2\pi f \cdot R_{CE\sim}} \approx 1 \mu F.$$

Hierbei wurde für die Frequenz $f = 100 \text{ Hz}$ eingesetzt, weil für die Ansteuerung des Triac als Steuersignal die doppelte Netzfrequenz dient. Bei Veränderung des Transistorwiderstandes kann sich der Phasenwinkel zu kleineren oder größeren Werten hin verschieben.

Weil diese Schaltung (Bild 308) für die Funktion des Reglers sehr wichtig ist, bauen wir sie auf die Experimentierplatte auf. Voraussetzung ist jedoch, daß wir die Möglichkeit haben, die Phasenlage von Eingangs- und Ausgangsspannung mit einem Oszillografen zu vergleichen. Die Basis des als steuerbaren Widerstand verwendeten Transistors T_2 wird bei dem Experiment mit einer einstellbaren Gleichspannungsquelle verbunden. Eine Widerstandsänderung ist erst zu erwarten, wenn die Spannung an der Basis von T_2 höher als an den Emitttern der beiden Transistoren wird. Wir legen Eingangs- und Ausgangsspannung an je ein Plattenpaar, d. h. an den x- und y-Eingang eines Oszillografen, und schalten den Kippgenerator aus. Der Elektronenstrahl zeichnet auf dem Bildschirm die Überlagerungsfigur beider Spannungen auf. Bei Verwendung sinusförmiger Wechselspannungen würden wir eine Ellipse erhalten, deren Gestalt und Lage von den Amplituden und der Pha-

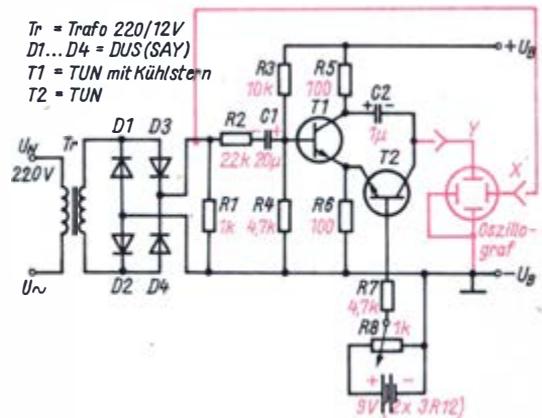
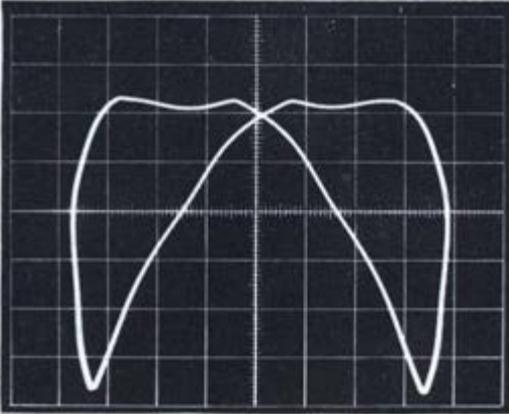
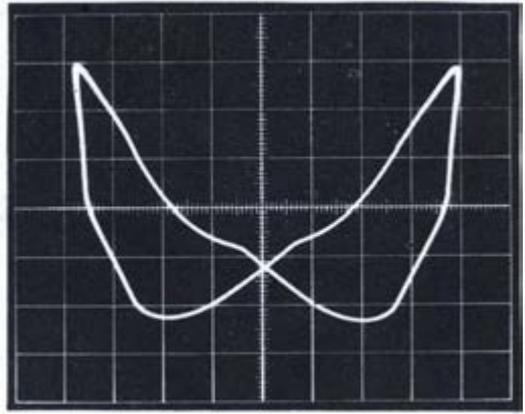


Bild 308. Erprobung der elektrisch steuerbaren Phasendrehbrücke

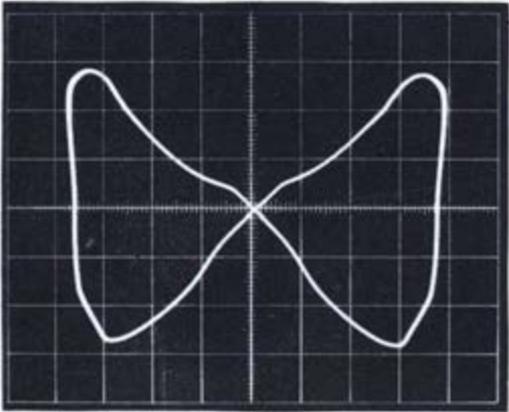
Bild 309. Nachweis der Phasenverschiebung mit einem Oszillografen:



a) für $\varphi > 0^\circ$,



c) für $\varphi < 180^\circ$



b) für $\varphi = 90^\circ$,

senlage der beiden Spannungen abhängt. Da wir nur halbe Wechselspannungsimpulse verwenden, entstehen Überlagerungsfiguren, die die Form von halben Ellipsen haben. Beim Variieren des Basisstromes von T_2 muß sich auch die Gestalt der Halbellipsen annähernd bis zu den Grenzfällen der Winkel von 0° bis 180° ändern lassen (Bild 309). Damit haben wir ein wesentliches Teilproblem der Regelschaltung gelöst. Wir müssen nur noch erreichen, daß die Veränderung der Phasenlage der Steuerimpulse durch die vom Meßfühler gelieferte Signalspannung erfolgt. Dazu verbinden wir die Basis des Transistors T_2 mit dem Ausgang des Signalverstärkers.

Bild 310. Steuerteil des Analogreglers (Stromlaufplan)

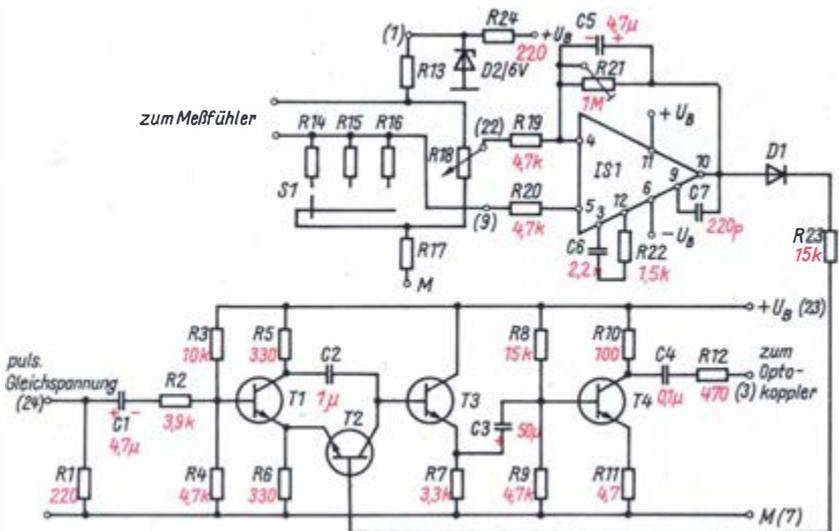
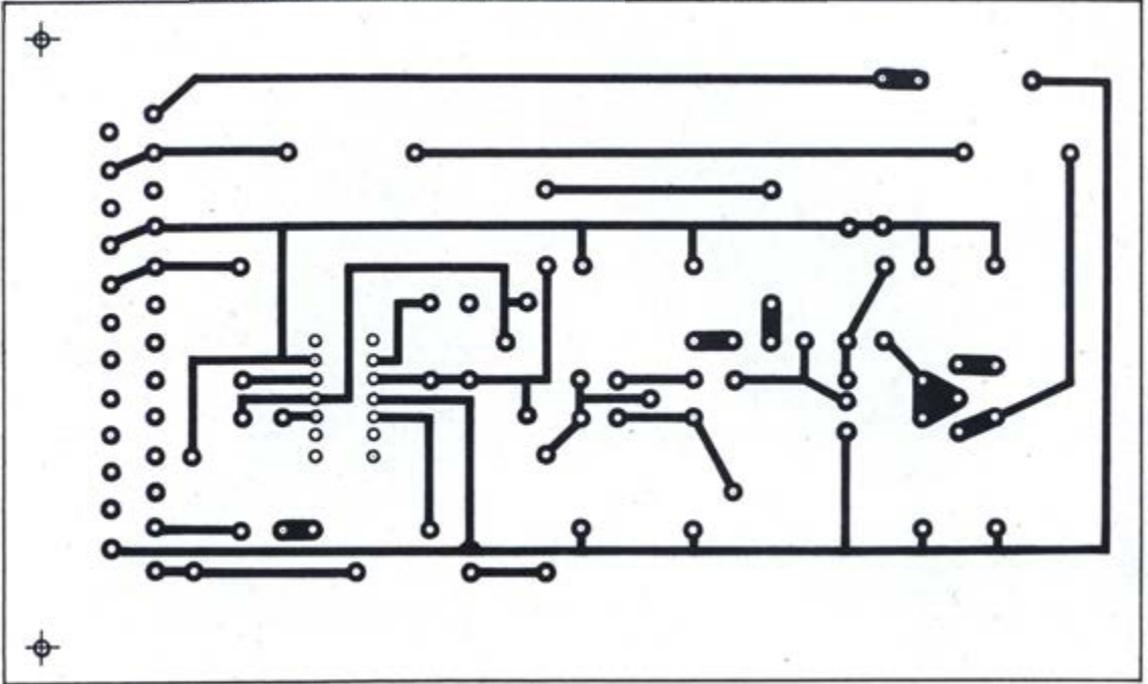
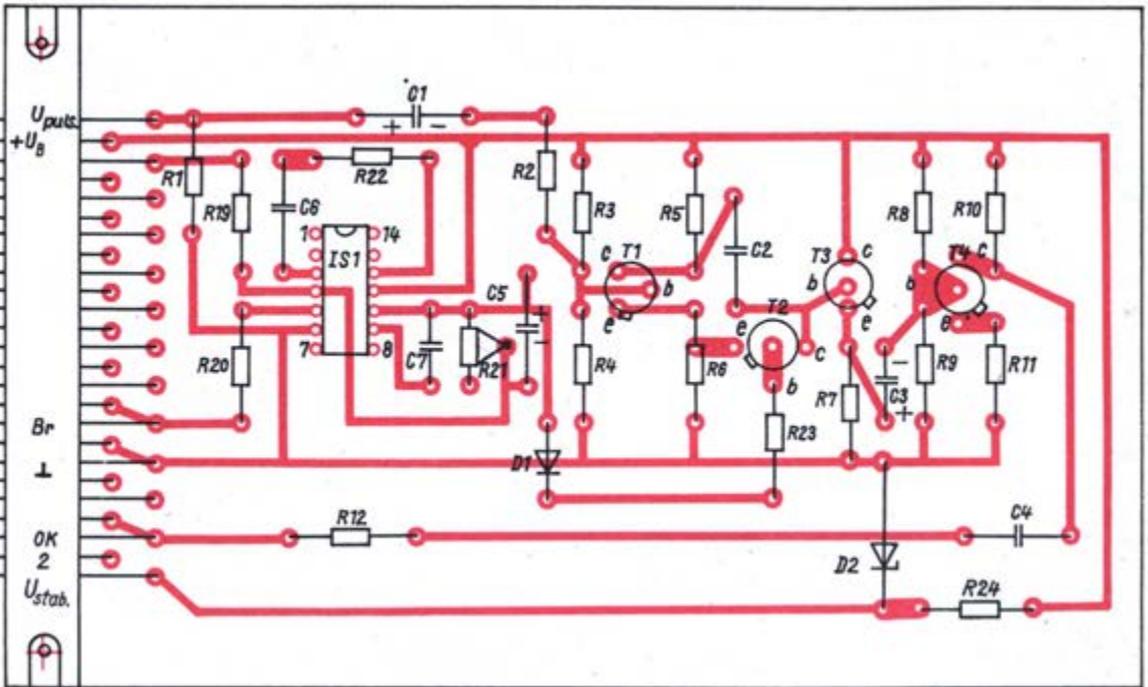


Bild 311. Leiterplatte des Analogregler-Steuerteils:



a) Leiterseite.



b) Bestückungsplan

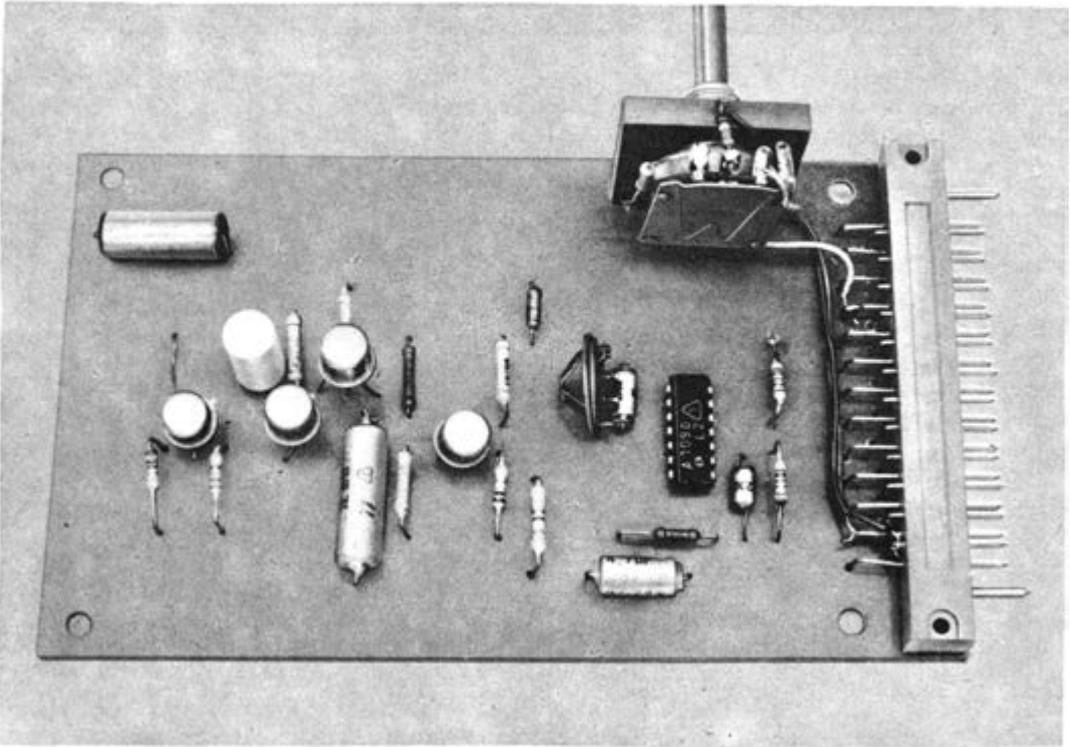
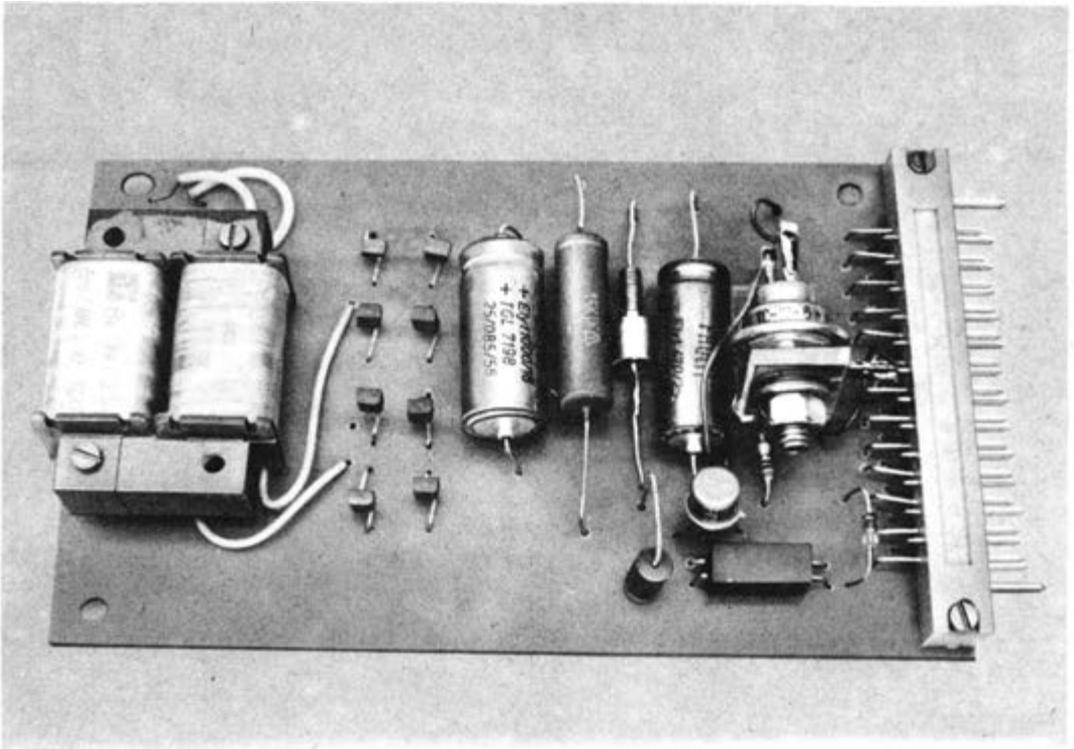


Bild 312. Musteraufbau des Analogreglersteuerteils:

a) Steuerglied,

In der Gesamtschaltung des Analogreglersteuerteils (Bild 310) erkennen wir die einzelnen Baustufen wieder. Die beiden Zweige der Brückenschaltung werden vom Sollwertpotentiometer R_{18} und der Reihenschaltung von Meßfühler und Vergleichswiderständen gebildet. Spannungsänderungen, die durch schlechte Kontaktgabe des Potentiometers oder Schwankungen der Betriebsspannung hervorgerufen werden, unterscheiden sich nicht von echten Regelabweichungen. Sie würden ungewollt Regelvorgänge auslösen. Daher ist die Brückenspannung stabilisiert, und als Sollwertgeber wird möglichst ein Meßpotentiometer verwendet. IS 1 arbeitet als Differenzverstärker. Seine der Regelabweichung proportionale Ausgangsspannung steuert den Transistor T_2 der Phasendrehbrücke. Um die zu starke Belastung der Phasendrehbrücke durch die nachfolgende Schaltung zu vermeiden, ist mit T_3 ein Transistor in

Kollektorschaltung als Impedanzwandler nachgeschaltet. Die letzte Verstärkerstufe mit T_4 wird durch die Halbwellenimpulse übersteuert und erzeugt dadurch Rechteckspannungen mit relativ steilen Flanken und großer Amplitude. Damit kann der Zündzeitpunkt des Triac exakt festgelegt werden. Der Kondensator C_4 bildet mit der Diode D_{11} und der Leuchtdiode des Optokopplers eine Differenzierschaltung. Sie wandelt die Rechteckimpulse in eine Folge positiver und negativer Nadelimpulse um und trennt gleichzeitig die nachfolgende Schaltung gleichspannungsmäßig von der Verstärkerstufe. Die Diode D_{11} im Triacstellglied begrenzt die negativen Nadelimpulse in der Amplitude auf etwa 0,5 V. Durch die positiven Stromimpulse entstehen in der Leuchtdiode des Optokopplers kurzzeitige Lichtblitze, die, zum Fototransistor übertragen, die Zündimpulse für den Triac auslösen.



b) Stellglied

Wir bauen den Analogregler auf

Nach der Herstellung und Bestückung der Leiterplatten (Bild 311) werden diese miteinander und mit der Brückenschaltung verbunden. Das Brückenpotentiometer R_{18} befindet sich nicht auf der Leiterplatte. Es wird an der Frontplatte des Gerätes befestigt (Bild 312). Als Meßfühler eignet sich für die Erprobung ein Fotowiderstand als Teil der Brückenschaltung. Er wird über eine flexible Leitung angeschlossen. Die beiden Leiterplatten sind unter Verwendung von isolierenden Distanzbolzen zusammengefaßt. Als Lastwiderstand für den Triac schließen wir eine Glühlampe an. Mit dem Brückenpotentiometer muß sich die Helligkeit der Lampe auf einen mittleren Wert einstellen lassen. Nun ändern wir den Widerstand des Meßfühlers, indem wir ihn der Lichtquelle nähern. Die Regelschaltung muß mit einer Verringerung der elektrischen Leistung darauf reagie-

ren. Die Empfindlichkeit des Regelkreises läßt sich durch den Gegenkopplungswiderstand R_{21} des Operationsverstärkers einstellen. Funktioniert der Analogregler wie beschrieben, ist er einsatzbereit. Wir bringen den Fotowiderstand an den Meßort, an dem die Beleuchtungsstärke als Regelgröße konstant gehalten werden soll. Auf jede Änderung der Beleuchtungsverhältnisse, die beispielsweise durch Zuziehen der Vorhänge, durch Abschalten anderer Lichtquellen oder durch Schattenbildung verursacht wird, reagiert die Regelschaltung sofort mit der Erhöhung der Lichtleistung. Ersetzen wir den Fotowiderstand durch einen Thermistor und die Glühlampe durch einen Heizwiderstand, so läßt sich in gleicher Weise beispielsweise die Temperatur in einem Gewächshaus, einem Wohnraum oder in einer Flüssigkeit konstant halten. Weitere Anwendungsbereiche für diesen Analogregler werden wir leicht finden.

Der Nachlaufregler stellt neue Anforderungen

Die bisher entwickelten Regler dienten zur Konstanthaltung einer elektrischen Spannung, einer Temperatur oder eines Helligkeitswertes. Die dabei erworbenen Kenntnisse werden wir anwenden, um einen Regler für die Konstanthaltung einer **mechanischen** Größe, z. B. eines Winkels oder Weges, zu entwickeln. Wo spielt diese Aufgabenstellung eine Rolle? Angenommen, wir wollen die UKW-Antenne des Rundfunkgerätes auf einen bestimmten Sender ausrichten oder das Ruder am Schiffsmodell auf einen bestimmten Winkel einstellen, dann ist der damit vorgegebene Winkel die Führungsgröße w , die in die Stellgröße y , in dem Fall den Stellwinkel, umgewandelt werden soll. Der Stellwinkel wiederum soll unabhängig von den Störgrößen, z. B. Winddruck auf die Antenne oder Wasserdruck auf das Ruder, möglichst exakt der Führungsgröße folgen. Wir werden eine Regelschaltung für das ferngesteuerte Stellen des Ruders in einem Schiffsmodell entwickeln. Mit gewisser Abwandlung kann diese Regelschaltung dann auch für die Lösung vergleichbarer Aufgabenstellungen, z. B. Drehen einer UKW-Antenne o. ä., angewendet werden. Da die Stellgröße der elektrischen Führungsgröße mechanisch nachgeführt wird, bezeichnet man diese Regler als Nachlaufregler. Daraus ersehen wir bereits, daß ein elektrisch-mechanischer Wandler (Elektromotor, evtl. mit Getriebe) und ein mechanisch-elektrischer Wandler (Potentiometer) erforderlich sein werden. Da der Nach-

laufregler in erster Linie zum Stellen des Ruderwinkels im Modell dient, wird er auch als Rudermaschine oder kurz als Servo bezeichnet.

Auf der Basis dieser Vorüberlegungen entwerfen wir zunächst das Blockschaltbild des Nachlaufreglers (Bild 313). Die Führungsgröße wird als Steuerwinkel im Sender in einen längenveränderbaren Impuls umgewandelt und zum Modell übertragen. In der Vergleichsstufe muß die Führungsgröße Kanalimpuls mit einem Vergleichsimpuls, dem Referenzimpuls, verglichen werden. Die Regelabweichung

$$w - x_r = x_w = t_{kan} - t_{ref} = t_{rest}$$

bewirkt über Verstärker und Stellantrieb, daß die Stellgröße Ruderwinkel der Führungsgröße Steuerknüppelwinkel nachgeführt wird. Aus der Stellgröße wird mit dem Meßfühler (Potentiometer) und dem Wandler (Referenzgenerator) der Referenzimpuls t_{ref} als Rückführung x_r abgeleitet. Da das Potentiometer über das Getriebe mit dem Motor mechanisch verbunden ist, wird die Referenzimpulslänge t_{ref} der Kanalimpulslänge t_{kan} so lange nachgeführt, bis $t_{kan} = t_{ref}$ ist. Damit verschwindet x_w , und der Motor bleibt stehen. Nun kann durch eine Störgröße z , die auf das Ruder wirkt, ebenfalls ein Regelvorgang ausgelöst werden, da ja für den Fall auch $t_{ref} \neq t_{kan}$ ist. Das bedeutet, beim Einwirken einer Störgröße wird die entstehende Regelabweichung

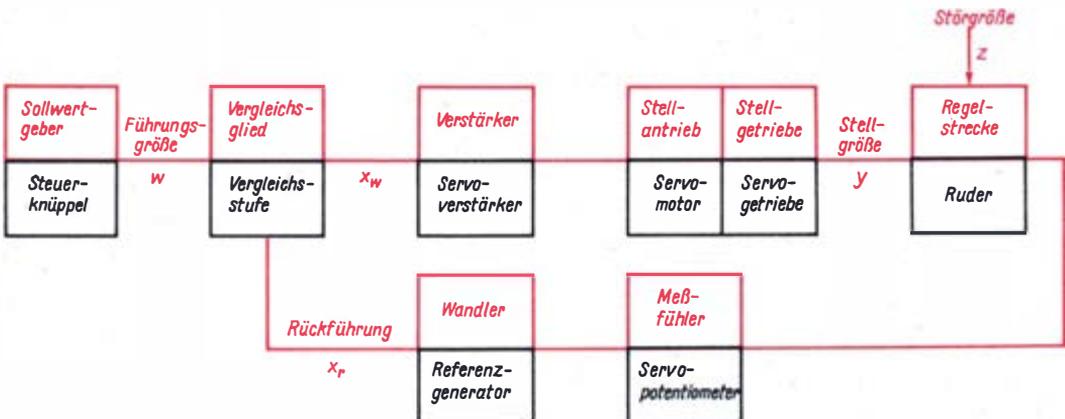


Bild 313. Blockschaltbild des Nachlaufreglers

$x_w \cong t_{rest} = t_{kan} - t_{ref}$ ebenfalls ausgeglichen. Da das Stellen nach beiden Seiten von der Mittellage erfolgt und auch die Störungen nach beiden Seiten wirken können, kann die Regelabweichung $x_w = t_{rest}$ positiv oder negativ sein. Der Verstärker muß also eine positive oder negative Antriebsspannung für den Stellmotor erzeugen, damit dieser, je nach Richtung der Regelabweichung, nach rechts oder nach links läuft. Als Stellmotor eignet sich demzufolge nur ein kleiner Gleichstrommotor, der in beiden Drehrichtungen gleichermaßen gut stellen muß. Um die notwendige Stellkraft zu erzeugen, wird die Motordrehzahl durch ein Getriebe im Verhältnis 200 : 1 bis 400 : 1 unteretzt. Jeder Stell- bzw. Regelvorgang ist eine Sprungantwort. Da es sich um mechanisch bewegte Teile (Motor, Getriebe, Gestänge, Ruder) mit einer Trägheit handelt, wird die Sprungantwort im dynamischen Verhalten einem P_2 -Glieder entsprechen (Bild 279). Wir fordern, daß der Stellvorgang schnell, jedoch ohne mehrmaliges *Überschwingen* bei Erreichen des Sollwertes erfolgt. Um dies zu gewährleisten, müssen wir in den Regelkreis eine entsprechende *Dämpfung* oder eine ausreichend breite *Totzone* einbauen. Die Glieder des Nachlaufreglers fassen wir zu einer mechanischen Baugruppe, bestehend aus Stellmotor, Getriebe und dem mit der Abtriebswelle gekuppelten Potentiometer, sowie einer elektronischen Baugruppe, bestehend aus Vergleichsstufe, Referenzgenerator und Verstärker, zusammen. Da es uns in erster Linie um die Lösung der elektronischen Aufgaben geht, verwenden wir für die mechanische Bau-

gruppe, die auch als Servomechanik bezeichnet wird, im Handel erhältliche Ersatzteile bzw. Rudermaschinen (Servos) für industriell hergestellte Fernsteueranlagen (Bild 314). Damit umgehen wir aufwendige mechanische Arbeiten.

Wir entwickeln die elektronischen Baugruppen des Nachlaufreglers

Bei der Entwicklung der elektronischen Glieder des Nachlaufreglers können wir z. T. auf die bereits erarbeiteten Schaltungslösungen zurückgreifen bzw. diese modifizieren. Als erstes entwickeln wir den Referenzgenerator. Ihn kennen wir bereits als Teil des Steuergliedes für den Digitalschalter (Bild 247). In der Funktion entspricht der Referenzgenerator des Nachlaufreglers dem des Digitalschalters. Nur kommen beim Nachlaufregler neue Forderungen hinzu. Da sich der Kanalimpuls von angenommen $t_{kan} = (1,6 \pm 0,6)$ ms von $t_{kan1} = 1,0$ ms bis $t_{kan2} = 2,2$ ms ändert, muß auch der Referenzgenerator bzw. der Referenzimpuls des Nachlaufreglers in diesem Bereich stellbar sein. Hinzu kommt, daß die Impulslängenänderung zur Winkeländerung am Potentiometer (Meßfühler) möglichst linear bzw. proportional sein soll. Diese Forderung ist mit dem Referenzgenerator aus NAND-Gattern nicht erfüllbar. Der zeitbestimmende Widerstand soll möglichst $< 500 \Omega$ sein. Die Werte der Servopotentiometer liegen jedoch im Bereich $1 \text{ k}\Omega$ (Servomatic) bis $10 \text{ k}\Omega$. Wir benötigen also einen Referenzgenerator, der in bezug auf den zeitbestimmenden Widerstandswert unkritisch ist. Einen solchen Referenzgenerator können wir mit dem IS „D 121“ (74121) in TTL-Technik realisieren. Dieser vollintegrierte Monoflop hat Ausgänge für positiven und negativen Referenzimpuls, ist intern stabilisiert und kann durch Beschaltung mit einem RC-Glied der gewünschten Impulszeit angepaßt werden. Die Vergleichsstufe bauen wir ähnlich wie beim Digitalschalter wieder mit NAND-Gattern auf. Es bietet sich an, den Regelverstärker als RS-Flipflop zu entwerfen. Nur müssen wir bedenken, daß die Regelabweichung x_w bei jedem Takt zu einem evtl. notwendigen Stellvorgang führen soll. Das bedeutet, die RS-Flipflops sind vor jedem neuen Kanalimpuls bzw. Sollwert zurückzusetzen, denn nur dann können die Flipflops „erken-

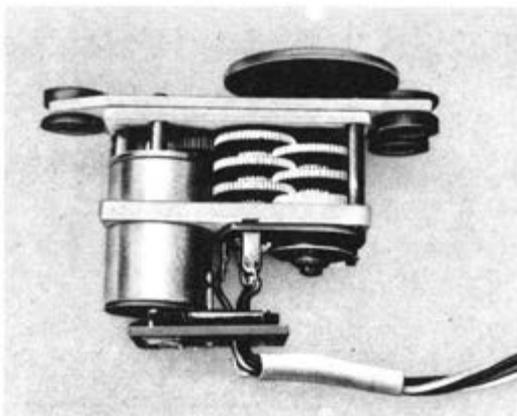


Bild 314. Servomechanik „Servomatic“

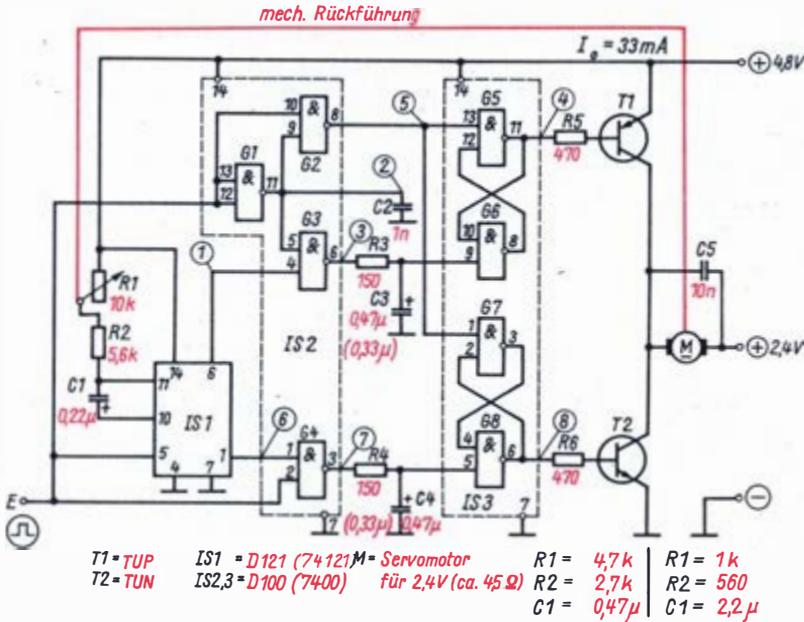


Bild 315. Nachlaufregler „Servoelektronik“ (Stromlaufplan)

nen“, ob eine Regelabweichung am Eingang anliegt. Um die Funktion „durchsichtiger“ zu machen, entwerfen wir den Stromlaufplan des Nachlaufverstärkers (Bild 315). Den Referenzgenerator bildet der IS1. Durch die Dimensionierung von $R_1/R_2/C_1$ können wir den Referenzimpuls in der gewünschten Länge einstellen. Mit den Werten der Schaltung erhalten wir

$$t_{ref} = 0,75 \cdot (R_1 + R_2) \cdot C_1$$

$$t_{ref1} = 0,75 \cdot 15,6 k\Omega \cdot 0,22 \mu F \approx 2,6 \text{ ms}$$

$$t_{ref2} = 0,75 \cdot 5,6 k\Omega \cdot 0,22 \mu F \approx 0,9 \text{ ms.}$$

Da der Referenzimpuls im Bereich von $t_{ef} = 1,0 \text{ ms}$ bis $2,2 \text{ ms}$ liegt, wird am Potentiometer auch ein genügender Drehwinkel vorhanden sein. Wir sehen schon daran, daß mit der Wahl des Verhältnisses von R_1/R_2 der Stellbereich des Servos auf den gewünschten Bereich abgeglichen werden kann. An Stift 6 von IS1 (MP1) greifen wir den positiven und an Stift 1 (MP6) den negativen Referenzimpuls ab (Bild 316). Den von Gatter G1 negierten Kanalimpuls und den positiven Referenzimpuls vergleicht das NAND-Gatter G3. Am Ausgang von G3 tritt nur dann ein negativer Impuls auf, wenn $t_{kan} < t_{ref}$ ist:

$$t_{ref} - t_{kan} = t_{rest1}$$

Den Impuls, dessen Länge der Differenz zwischen Referenz- und Kanalimpuls entspricht, bezeichnen wir als *Restimpuls*. Er entsteht auch als Differenz von Kanal- und Referenzimpuls, wenn das NAND-Gatter G4 den Kanalimpuls mit dem Referenzimpuls vergleicht. Am Ausgang von G4 erhalten wir dann als Restimpuls $t_{kan} - t_{ref} = t_{rest2}$ für den Fall, daß $t_{kan} > t_{ref}$ ist. Mit R_3/C_3 und R_4/C_4 fügen wir zwei Totzeitglieder in die Schaltung ein. Das hat folgenden Grund: Die NAND-Gatter haben so kurze Schaltzeiten, daß sie bereits auf Restimpulse sehr kurzer Dauer bis zum $t_{rest} = 30 \text{ ns}$ ansprechen. Das bedeutet, bei Restimpulsen $t_{rest} > 30 \text{ ns}$ würde der Servomotor bereits anlaufen. Da der Servomotor eine gewisse Trägheit hat und über seine Sollstellung hinausläuft, verstellt er den Referenzgenerator über das Potentiometer mit Sicherheit um mehr als 30 ns . Die Grenze von $t_{rest} = 30 \text{ ns}$ bedeutet, bezogen auf den mittleren Kanalimpuls $t_{kan} = 1,6 \text{ ms}$, eine *Auflösung* von etwa $2 \cdot 10^{-5}$ oder $0,002\%$. Bei solch einer extremen Auflösung würde der Stellmotor dauernd um seinen Stellwert pendeln, d. h. Regelschwingungen ausführen. Das aber ist mit hohem Verschleiß und starkem Stromverbrauch verknüpft, beides sind unerwünschte Erscheinungen. Wir

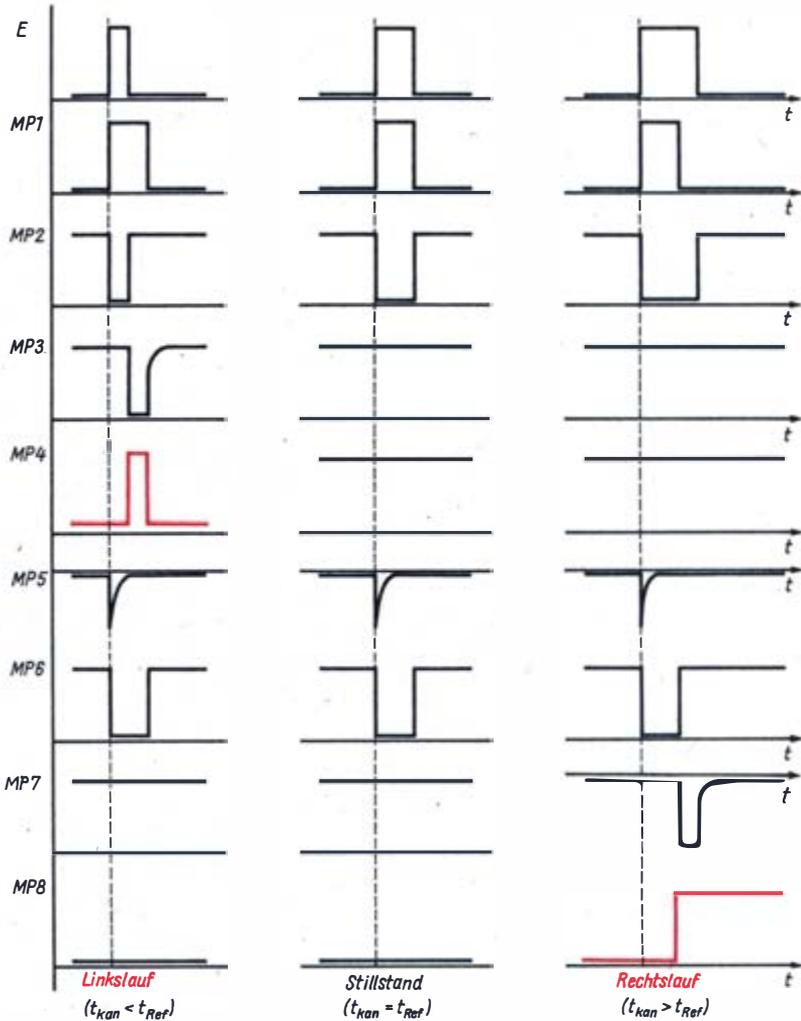


Bild 316. Impulsdiagramm der Servoelektronik

müssen die Auflösung bzw. den Totbereich so weit vergrößern, daß das Servo noch schnell und genau stellt, aber trotzdem keine Regelschwingungen ausführt. Eine Auflösung von 2...3% ist sicher für unseren Eigenbau ein guter Wert. Wenn wir mit einem Stellwinkel von maximal $\pm 45^\circ$ oder einem Stellweg von 15 mm rechnen, erhalten wir eine Stellgenauigkeit bei 2% Auflösung von etwa 2° oder 0,3 mm. Damit bleiben wir im Bereich der Genauigkeit normaler Rudergestänge mit einem Spiel von 0,1 mm in jeder Anlenkung. Mit dem Wert $C_3 = C_4 = 0,33 \mu\text{F}$ erhalten wir einen Totbereich von etwa $t_{rest} = 32 \mu\text{s}$ und damit 2% Auflösung und mit $C_3 = C_4 = 0,47 \mu\text{F}$ etwa 3%

Auflösung. Die LH-Flanke des Kanalimpulses triggert den Referenzgenerator am Stift 5. Entweder an MP3 oder MP7 tritt ein Restimpuls auf, wenn $t_{kan} \neq t_{ref}$ ist. Für den Fall, daß $t_{rest} > 32 \mu\text{s}$ wird, erhält der Eingang eines der beiden RS-Flipflops, gebildet aus den Gattern G5/G6 und G7/G8, L-Pegel, und der zugehörige Ausgang wird H. Damit wird einer der beiden Transistoren, T_1 oder T_2 , leitend, und der Motor läuft an. Über das Getriebe verstellt er das Servopotentiometer so, daß die Länge des Referenzimpulses dem des Kanalimpulses nachgeführt wird. Sind Kanal- und Referenzimpuls bis auf die eingestellte Auflösung von $t_{rest} = 32 \mu\text{s}$ gleich, bleibt der Motor stehen.

Dazu muß aber das RS-Flipflop zurückgesetzt werden. Das erreichen wir, indem an den zweiten Eingang (MP5) bei jedem Takt ein Rücksetzimpuls gegeben wird. Diesen *Rücksetzimpuls* liefert Gatter G2 zusammen mit dem Kondensator C_2 . Das angesteuerte RS-Flipflop kann über den Transistor den Motor also erst nach Ablauf des Referenzimpulses wieder anschalten. Bei einer Taktzeit von $t_{\text{takt}} = 25 \text{ ms}$ und einer maximalen Referenzimpulszeit von $t_{\text{ref}} = 2,2 \text{ ms}$ erhalten wir für den Motor das Tastverhältnis von

$$t_{\text{Mot}} = \frac{t_{\text{takt}} - t_{\text{ref}}}{t_{\text{takt}}}$$

$t_{\text{Mot}} \approx 0,91$. Damit beträgt die mittlere Spannung am Motor

$$U_{\text{Mot}} = (U_{\text{Batt}} - U_{\text{CE}}) \cdot t_{\text{Mot}}$$

$$U_{\text{Mot}} = (2,4 \text{ V} - 0,4 \text{ V}) \cdot 0,91 \approx 1,82 \text{ V},$$

die den Motor antreibt. Der Motor liegt in einer Brücke, gebildet von den beiden Transistoren T_1 und T_2 sowie den beiden Batteriezweigen zu zweimal 2,4 V. Er läuft, je nachdem ob T_1 oder T_2 leitend wird, rechts- bzw. linksherum. Im Impulsdiagramm sind die drei ausgewählten Fälle

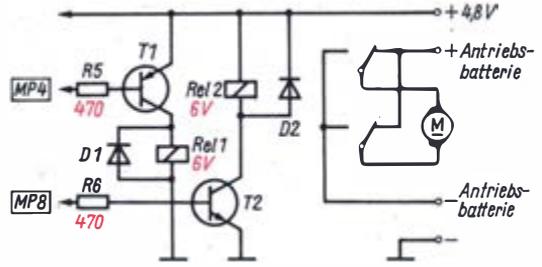
$$t_{\text{kan}} < t_{\text{ref}}$$

$$t_{\text{kan}} = t_{\text{ref}}$$

$$t_{\text{kan}} > t_{\text{ref}}$$

dargestellt.

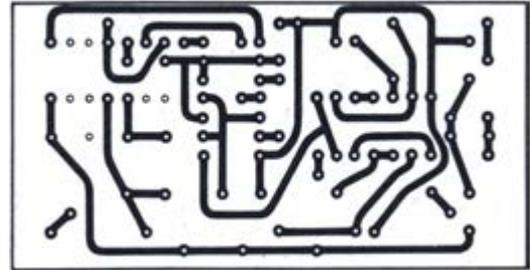
Wenn wir die Funktion der Schaltung bis hierher verstanden haben, bauen wir sie auf die Experimentierplatte auf und erproben sie. Zur Erprobung benutzen wir den Kanalimpuls-generator. Mit ihm können wir den Kanalimpuls als Sollwert erzeugen, ohne Sender und Empfänger in Betrieb zu nehmen. Wenn bei der ersten Erprobung das Servo auf Anschlag oder über die Endstellung hinausläuft, tauschen wir die Anschlüsse am Motor. Der Steuerhebel am Servo läßt sich nun genau mit der Kanalimpulslänge auf jeden gewünschten Stellwert einstellen. Bei der Erprobung auf der Experimentierplatte stellen wir fest, ob der Stellweg groß genug ist. Er kann mit dem Verhältnis von $R_1 : R_2$ beeinflusst werden und sollte etwa $\pm 45^\circ$ betragen. Ferner prüfen wir, ob der Totbereich ausreicht oder noch verringert werden kann. Sind diese Experimente zufriedenstellend verlaufen, variieren wir die Schaltung nach Bild 317. Durch das Relais haben wir die



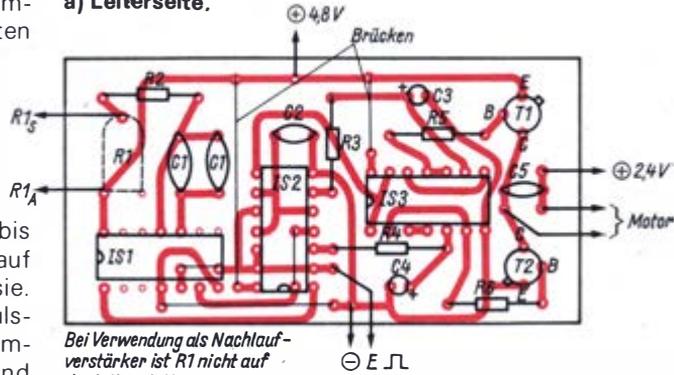
$T1 = TUP$ $T2 = TUN$ $D1, D2 = DUS (SAY40)$

Bild 317. Servoelektronik mit Relaisausgang (Stromlaufplan)

Bild 318. Leiterplatte der Servoelektronik:



a) Leiterseite.



b) Bestückungsplan

Möglichkeit, größere Leistungen proportional zu stellen. Wir können z. B. für größere Stellkräfte oder Stellwege eine kräftigere Mechanik aufbauen. Dem stärkeren Motor wird wie beim Servo ein Getriebe angefügt, das die Stellkraft heraufsetzt und das Potentiometer verstellt. Diese Schaltungsvariante hat außerdem den Vorteil, daß wir den Stellmotor aus einer separaten Spannungsquelle speisen können, so daß er die Empfängerbatterie nicht belastet und somit auch die Betriebszeit nicht beeinflusst. Funktioniert der Experimentieraufbau der

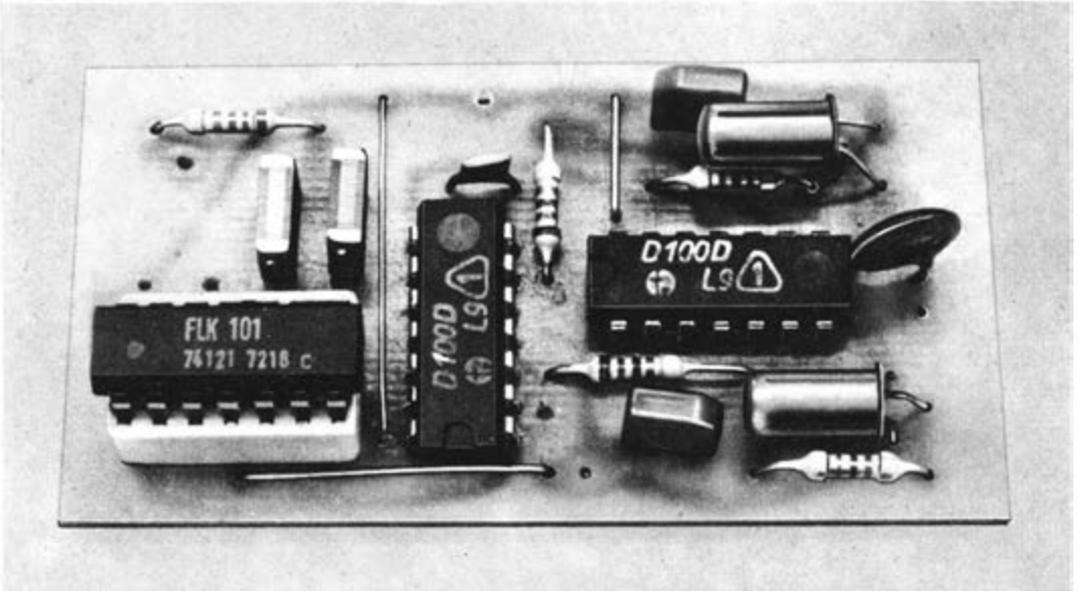


Bild 319. Musteraufbau der Servoelektronik

Schaltung und haben wir den Vorabgleich des Referenzgenerators und der Totzeit durchgeführt, wird die Leiterplatte angefertigt.

Auf dem Bestückungsplan (Bild 318) ist R_1 eingezeichnet. Das ist für die Fälle vorgesehen, wenn wir die Servoelektronik nicht als Nachlaufverstärker verwenden. Bei der eigentlichen Anwendung ist R_1 mit dem Servogetriebe gekoppelt im Servogehäuse untergebracht. Die Leiterplatte ist so entworfen, daß der Aufbau ohne Schwierigkeiten möglich ist (Bild 319). Den Nachlaufverstärker zusammen mit der Servomechanik gleichen wir genau auf die Impulszeit des Senders ab. Die Kanalimpulszeit des Senders können wir mit einem Impulsoszillografen oder einem geeichten Servo abgleichen, das wir nacheinander an die Kanalausgänge des Empfängers anschließen. Auf die am Sender eingestellte Kanalimpulszeit gleichen wir den Nachlaufverstärker ab. R_2 stellen wir so ein, daß der Schleifer von R_1 bei mittlerer Kanalimpulslänge in der Mitte steht. Das Verhältnis von $R_1 : C_1$ bestimmt den Stellweg. Er soll am Steuerhebel der Servomechanik etwa $\pm 45^\circ$ für $t_{kan} = (1,6 \pm 0,6)$ ms betragen. Evtl. müssen wir den Wert für C_1 etwas ändern. Wird C_1 kleiner, vergrößert sich der Stellweg. Auf Bild 315 sind die mittleren Werte von R_2 und C_1 für Servopotentiometer mit $R_1 = 5\text{ k}\Omega$ und $R_1 = 1\text{ k}\Omega$ angegeben. Ist der

Nachlaufverstärker abgeglichen, fertigen wir für ihn ein kleines festes Gehäuse an. Die Anschlüsse für Empfänger und Servomechanik sind über mehradrige Kabel herausgeführt. Die Buchse für den Anschluß der Servomechanik – bei der „Servomatic“ ist es eine fünfpolige Diodenbuchse – können wir auch fest in das Gehäuse einbauen.

Nun kommt der Augenblick, der alle bisherigen Mühen lohnt, die Fernsteueranlage wird in ein Modell eingebaut. Mit einem Nachlaufverstärker und dem Digitalschalter können wir bereits ein Auto- oder ein Schiffsmodell fernsteuern (Bild 320). Für die Fernsteuerung eines



Bild 320. Ferngesteuertes Schiffsmodell

Flugmodells mit Höhen- und Seitenruder benötigen wir noch einen zweiten Nachlaufverstärker. Ihn aufzubauen wird keine Mühe bereiten. Trotzdem sollten wir erst Erfahrungen bei der Fernsteuerung eines Auto- oder Schiffsmodells sammeln. Haben wir uns mit der Handhabung der Fernsteueranlage, den Steuerungsmöglichkeiten und dem Verhalten der Modelle vertraut gemacht, können wir auch ohne weiteres ein Flugmodell fernsteuern. Ein einfaches Segelflugmodell ist für den Anfang am besten geeignet. Beim Bau und beim Einfliegen des Modells, ebenso wie bei den ersten Flugversuchen, bitten wir einen erfahrenen Flugmodellbauer um Rat und Beistand. Gerade beim Betrieb von Flugmodellen können wir die Erfahrungen anderer Modellbauer nutzen und uns dabei helfen, Schäden am Gerät und entmutigende Mißerfolge zu vermeiden.

Wenn wir als erstes ein Automodell wählen, eignen sich die mit Drahtfernsteuerung ausgerüsteten Automodelle im Maßstab 1 : 12 recht

gut. Diese Modelle werden im Spielwarenhandel preiswert angeboten. Der Antriebsmotor ist bereits eingebaut, und die Karosserie bietet genügend Raum zum Einbau einer Fernsteueranlage. Mit solch einem Automodell ist die Erprobung der Fernsteueranlage am schnellsten bzw. mit nur geringem Bauaufwand möglich.

Wählen wir ein Schiffsmodell, sollte es ebenfalls ein einfacher Typ sein, der nicht zu großen Bauaufwand erfordert. Günstig sind in dieser Hinsicht Modelle von Kajütbooten oder Reisemotorjachten, die jedoch nicht zu klein sein sollten. Mit der Länge von 70..85 cm und der Breite 15..25 cm ist das Modell groß genug und besitzt ausreichende Tragfähigkeit. Ein solches Schiffsmodell können wir nach einem Bauplan oder aus einem Baukasten aufbauen. Auch dabei gilt der Grundsatz, vor dem Kauf und der Arbeit den Rat des erfahrenen Modellbauers einholen. Die Stationen Junger Techniker und Naturforscher, die Pionierhäuser und die Modellsport-Sektionen der GST helfen dabei sicher gern.

Einige Worte zum Schluß

Der begrenzte Umfang des Buches erforderte die Anwendung der Grundschaltungen auf ausgewählte Beispiele aus dem Haus- und Freizeitbereich. Leser, die sich in das Wie und Warum elektronischer Schaltungslösungen eingearbeitet haben, werden sicher weitere Anwendungsbereiche erschließen. Diese finden sich am Aquarium oder im Fotolabor ebenso wie bei der Modelleisenbahn oder den Auto-, Schiffs- und Flugmodellen. Reizvoll sind sicher auch vielfältige Anwendungsmöglichkeiten für elektronische Meß-, Steuer- und Regelschaltungen im Arbeitsbereich der Leser. Anregungen dazu geben die durchgeführten Experimente. Diese Experimente und die Anleitungen zum Bau von Geräten sollen und können keine Rezepte sein, sie sollen vielmehr

das physikalisch-technische Denken anregen und schulen.

Die in diesem Buch entwickelten und erläuterten Schaltungen werden ohne Rücksicht auf die Patenlage mitgeteilt. Sie sind ausschließlich für Amateuer- und Lehrzwecke bestimmt und dürfen nicht gewerblich genutzt werden. Alle Schaltungen und technischen Angaben wurden von den Autoren mit größter Sorgfalt erarbeitet, trotzdem sind Fehler nicht ganz auszuschließen. Der Verlag kann daher weder eine Garantie oder Haftung für Folgen übernehmen, die auf fehlerhafte Angaben zurückgehen. Für die Mitteilung evtl. Fehler sowie anderer kritischer Hinweise und Anregungen für weitere Anwendungen sind Autoren und Verlag jederzeit dankbar.

Auswahl empfehlenswerter Literatur

- Autorenkollektiv unter Leitung von Prang, Gerhard: Lehrbuch der Automatisierungstechnik. Berlin: Verlag Technik, 1978
- Backe, Hans/Lothar König: Elektrotechnik und Elektronik selbst erlebt. Leipzig: Urania-Verlag, 1980
- Balcke, Edgar/Hans Krause: Grundlagen der analogen Schaltungstechnik. Berlin: Verlag Technik, 1981
- Balcke, Edgar/Hans Krause: Brockhaus abc Automatisierung. Leipzig: F. A. Brockhaus-Verlag, 1975
- Drachsel, Reinhold: Grundlagen der elektrischen Meßtechnik. Berlin: Verlag Technik, 1977
- Fischer, Hans-Joachim/Wolfgang E. Schlegel: Transistor- und Schaltkreistechnik. Berlin: Militärverlag der DDR, 1981
- Gubsch, Gottfried/Rolf Gottschall/Dietmar Klimant: Elektronische Meßtechnik. Berlin: Verlag Technik, 1977
- Hart, Hans: Einführung in die Meßtechnik. Berlin: Verlag Technik, 1977
- Höft, Herbert: Passive elektronische Bauelemente. Berlin: Verlag Technik, 1977
- Jakubaschk, Hagen: Das große Schaltkreis-Bastelbuch. Berlin: Militärverlag der DDR, 1978
- König, Lothar: Rundfunk und Fernsehen selbst erlebt. Leipzig: Urania-Verlag, 1978
- Kühn, Eberhard/Horst Schmied: Handbuch Integrierte Schaltkreise. Berlin: Verlag Technik, 1978
- Matschke, Joachim: Von der einfachen Logikschaltung zum Mikrorechner. Berlin: Verlag Technik, 1981
- Miel, Günter: Elektronische Modellfernsteuerung. Berlin: Militärverlag der DDR, 1978
- Miel, Günter: Ferngesteuerte Modelle selbst gebaut. Leipzig: Urania-Verlag, 1981
- Paul, Reinhold: Halbleiterdioden. Berlin: Verlag Technik, 1976
- Paul, Reinhold: Transistoren und Thyristoren. Berlin: Verlag Technik, 1977
- Sahner, Gerald: Digitale Meßverfahren. Berlin: Verlag Technik, 1981
- Seifart, Manfred: Analoge Schaltungen und Schaltkreise. Berlin: Verlag Technik, 1980
- Völz, Horst: Elektronik. Berlin: Akademie-Verlag, 1981
- Wiesener, Klaus/Jürgen Garcke/Wolfgang Schneider: Elektrochemische Stromquellen. Berlin: Akademie-Verlag, 1981

Zeitschriften

- | | |
|------------------------------|----------------------------------|
| Amaterske Radio (ČSSR) | Radio (UdSSR) |
| Funkamateurl (DDR) | radioelektronik (Polen) |
| Mlad Konstruktor (Bulgarien) | radio-fernsehen-elektronik (DDR) |
| Modellbau heute (DDR) | Radiotechnika (Ungarn) |

Tabellenanhang

Tabelle 1
Wertestufung der internationalen Reihen
E 6, E 12 und E 24

Reihe	E 6	E 12	E 24
Toleranz	20%	10%	5%
1,0		1,0	1,0 1,1
		1,2	1,2 1,3
		1,5	1,5 1,6
1,5		1,8	1,8 2,0
	2,2	2,2	2,2 2,4
		2,7	2,7 3,0
3,3		3,3	3,3 3,6
		3,9	3,9 4,3
	4,7	4,7	4,7 5,1
		5,6	5,6 6,2
6,8		6,8	6,8 7,5
		8,2	8,2 9,1

Tabelle 2
Kennwerte universell verwendbarer Halbleiter-
bauelemente

Transistoren (TUP pnp-Transistor, TUN npn-Transistor)	Dioden (DUG Ge-Dioden, DUS Si-Dioden)	
TUP und TUN	DUG	DUS
$U_{CE0max} = 20\text{ V}$	$U_{Rmax} = 20\text{ V}$	25 V
$I_{Cmax} = 100\text{ mA}$	$I_{Fmax} = 35\text{ mA}$	100 mA
B_{min} bzw. $h_{21 E_{min}} = 100$	$I_{Rmax} = 100\text{ }\mu\text{A}$	$1\text{ }\mu\text{A}$
$P_{tot} = 100\text{ mW}$	$P_{tot} = 250\text{ mW}$	250 mW
$f_T = 100\text{ MHz}$		

Beispiele

Typ	Beispiele		
TUP	KF 517/A/B	BC 251/2/3	BC 415/6/ 7/8
(pnp- Transi- stor)	BC 157/8/9 BC 177/8/9 BC 204/5/6 BC 212/3/4	BC 261/2/3 BC 320/1/2 BC 350/1/2	BC 512/4/4 BC 557/8/9
TUN	SC 236/7/8/9 SF 126/7/8/9 SF 136/7 SF 357/8/9 SS 216/8/9	BC 107/8/9 BC 147/8/9 BC 171/2/3 BC 182/3/4 BC 207/8/9	BC 327/8/9 BC 317/8/9 BC 347/8/9 BC 382/3/4 BC 407/8/9
DUG (Ge- Diode)	GA 100 (bedingt) OA 85	OA 91 OA 95	AA 116
DUS (Si- Diode)	SAY 12/16/17/18 SY 320/330/335 SY 360 BA 127, 217/18 BA 221/22 BA 317/18	BAX 13 BAY 61 1 N 914 1 N 4148	KA 221...225

Tabelle 3
Internationaler Farbkode für Widerstände

Farbe	1. Ring oder 1. Punkt gleich 1. Ziffer	2. Ring oder 2. Punkt gleich 2. Ziffer	3. Ring oder 3. Punkt gleich Multi- plikator	4. Ring oder 4. Punkt gleich Toleranz
Silber	—	—	10^{-2}	$\pm 10\%$
Gold	—	—	10^{-1}	$\pm 5\%$
Schwarz	—	0	10^0	—
Braun	1	1	10^1	$\pm 1\%$
Rot	2	2	10^2	$\pm 2\%$
Orange	3	3	10^3	—
Gelb	4	4	10^4	—
Grün	5	5	10^5	—
Blau	6	6	10^6	—
Violett	7	7	10^7	—
Grau	8	8	10^8	—
Weiß	9	9	10^9	—

Tabelle 4
Stromverstärkungsgruppen für Si-Transistoren
(DDR-Herstellung)

Gruppe	h_{21E}
A	18... 35
B	28... 71
C	56... 140
D	112... 280
E	224... 560
F	450...1120

Tabelle 5
Übersicht der logischen Verknüpfungen

Schaltungs- gleichung	Bezeichnung	mathem. Zeichen	Schalt- zeichen
$Q = A \wedge B$	AND (Konjunktion)	\wedge oder \cdot	
$Q = A \vee B$	ODER (Disjunktion)	\vee oder $+$	
$Q = \overline{A \wedge B}$	NAND	$\overline{\wedge}$	
$Q = \overline{A \vee B}$	NOR	$\overline{\vee}$	
$Q = \overline{A}$	Negation	—	

Anschriften von Fachgeschäften für Elektronik- und Bastelbedarf

- Fachfilialen RFT-Amateur
- 1058 Berlin, Kastanienallee 87
 - 1034 Berlin, Kopernikusstr. 3
 - 7500 Cottbus, Marktstr. 2
 - 8010 Dresden, Ernst-Thälmann-Str. 9
 - 5010 Erfurt, Hermann-Jahn-Str. 11/12
 - 4020 Halle, Klement-Gottwald-Str. 40/41
 - 9010 Karl-Marx-Stadt, Straße der Nationen 46
 - 7010 Leipzig, Grimmaische Str. 25
 - 3010 Magdeburg, Lüneburger Str. 25
 - 1500 Potsdam, Friedrich-Ebert-Str. 113
 - 2500 Rostock, Steinstr. 6
 - 2700 Schwerin, Martinstr. 1

Ferner führen die Fachfilialen RFT radio-television in den Kreisstädten elektronische Bauelemente in Teilsortimenten. Versand von Elektronik-Bauelementen erfolgt durch KG Kr. Oschatz Elektroverkaufsstelle 4154; 7264 Wermsdorf, Clara-Zetkin-Str. 21.

Sachwortverzeichnis

- A**
Abdecklack 32
Abgleich 175
Ablaufsteuerung 103, 147
AD-Wandler 21
Amplituden-Kontrolle,
 automatische 128
Analogregler 202, 209
AND 51
Ankerinduktivität 142
Antenne 172, 174, 180
Anzeigeempfindlichkeit 35
Anzeigefehler 21
Anzeigeort 22
Arbeitsgerade 27
Arbeitskontakt 152
Arbeitsplatz 11
Arbeitspunkt 18, 28
Arbeitswiderstand 27
Ätzsatz 32
Auflösung 158, 212
Aufschaltgerät 160
Ausgangsimpuls 63
Ausgangskennlinienfeld 27
Automodell 215
Autorennbahnsteuerung 147
- B**
Bandbreite 134, 173
Basis-Emitter-Spannung 26
Basisstrom 26
Basisvorwiderstände 26
Basteltypen 55
Bauelemente 9
Bauelement, piezoelektri-
 sches 83
Bauglieder 102
Bauschaltplan 178
BCD-Dekoder 66
BCD-Kode 63
BCD-7-Segment-
 Dekoder 68
Begrenzertransistor 198
Begrenzung 181
Belastbarkeit 194
Beleuchtungsstärke 35
Belichtungszeit-
 steuerung 118
Binärzähler 62
Boolsche Algebra 51
- Brückenschaltung 29
Brummspannung 15
- C**
„Collins“-Filter 174
- D**
Dämpfung 187, 211
Darlingtonschaltung 43, 196
Datenträger 21
Datenverarbeitungs-
 anlage 22
DA-Wandler 21
Defektelektronen 14, 25
Dehnmeßstreifen 46
Dekoder 168
Dekodierung 66
Dezimalzähler,
 integrierter 63
D-Flipflop 169
D-Glied 186
Differenzglied 95, 166
Differenzverstärker 30, 37
Diffusion 14
Digital-IS 54
Digitalschalter 161
Digitaluhr 75
Digitalzähler 70
DIL-Gehäuse 53
Diodengatter 166
Doppel-T-Filter 133, 135
Doppelweg-Gleich-
 richtung 113
Drehzahl 89
Drehzahlsteller 143
Dualzahl 50
Durchbruchspannung 16
Durchlaßrichtung 14
- E**
Effektivwert 14
Eichvorgang 24
Eingang,
 invertierender,
 nichtinvertierender 31
Eingangskennlinie 26
Eingangswiderstand 27
Einweggleichrichter 15
- Emitterschaltung 28
Empfänger 179
Energiekonstante 192
Entstörschaltung 110
Experimentierplatte 12
- F**
Fachgeschäfte 216
Fahrstromkreis 149
Fahrtregler 160
Feldstärkemeßgerät 175
Fernsteuerempfänger 179,
 182
Fernsteuerung 157
Fernthermometer 22
Filter 181
Flipflop 59
Flipflop,
 flankengetriggertes 61,
 135
Flipflop,
 getaktetes 61
Flipflop,
 taktzustandsgesteuertes 96
Flugmodell 215
Flußmittel 11
FM-Schmalbandanlage 173
Fotodiode 35, 121, 122
Fototransistor 35, 121
Fotowiderstand 35, 91
Fotozelle 35
Freilaufdiode 143
Frequenzkompensation 44
Frequenzstabilität 172
Frequenzteiler 76
Frequenzvergleich 131
Führungsgröße 184
Führungssteuerung 103
Funktionstabelle 55
- G**
Gangabweichung 81,88
Gegenkopplung 41
Gegenkopplungswider-
 stand 35
Gegentaktendstufe,
 eisenlose 37
Geko-Kontakt 153
Genehmigungsurkunde 157

Generator 58
 Glättung 16
 Gleichlicht 92
 Gleichrichterschaltung 13
 Gleichstrommotor 141
 Gleichtaktunterdrückung 31
 Glieder,
 lineare,
 nichtlineare 102
 Glimmlampe 112
 „Graetz“-Gleichrichter 202
 Graetzschaltung 117
 Grundsaltungen,
 digitale 50

H

Halbleiter-Dehnmeß-
 streifen 47
 Halbleitertypen 8
 Haltestrom 107
 Handsender 160
 „Hausrath“-Brücke 107
 Heißleiter 191
 HF-Oszillator 172, 173, 181
 HF-Übertragung 172
 HF-Verstärker 172, 173
 Hochpaß 133
 Hysterese 102, 190

I

Impulsabstand 21
 Impulsfrequenz 59
 Impulsgenerator 71, 142
 Impulslänge 21
 Impulsrahmen 21, 158
 Impulstelegramm 167
 Informationseingang 96
 Informationsparameter 21,
 158
 Innenschaltung 54
 Integrator 119
 Integrierglied 78
 IS-Experimentierplatte 59
 Istwert 184

K

Kalender,
 elektronischer 88
 Kanal 159
 Kanalimpuls 159, 210
 Kaskadenschaltung 196
 Kennlinienaufnahme 26
 Kfz-Drehzahlmesser 99, 101
 Kippspannung 105
 Kippstufe,
 monostabile 135, 166

Kode 21
 Kode,
 tetradischer 62
 Kodewort 62
 Kodierung 159, 160
 Kohleschichtwiderstände 9
 Kollektor-Emitter-
 Spannung 25
 Kollektor,
 offener 55
 Kollektorstrom 25
 Kolophonium 11
 Kommandosteuerung 147
 Kompensationsmethode 198
 Kondensatoren 9
 Konstantan 22
 Konstantstromquelle 30
 Kontrollanzeige 174
 Kühlblech 17
 Kühlkörper 144
 Kupfer 22
 kurzschlußfest 54

L

Labornetzgerät 12
 Ladebuchse 174
 Ladegerät 200
 Ladekondensator 17
 Landfunkordnung 157
 Langzeitmessung 76
 Lastfaktor 55
 Lastwiderstand 14
 „Latch“ 96
 LED 122
 Leistungsbedarf 55
 Leistungssteller 11
 Leistungsstufe 37
 Leiterplattenmaterial 11
 Leiterplattenzeichnung 32
 Lichtbogen 23
 Lichtemitterdiode 56
 Lichtimpulse 89
 „Lissajous“-Figuren 131
 Löschen 106
 Lötkolben 11
 Lottomat 71
 Lumineszenzdiode 56

M

Massepunkt 31
 Messen 20
 Meßfehler 21
 Meßfühler 20, 22
 Meßfühler,
 aktiver 23
 Meßfühler,
 optoelektrischer 36

Meßstelle 22
 Meßwandler 20
 Mikroelektronik 8
 Mikrofon 127
 Mischtransistor 180, 181
 Mitkopplung 41
 Mittelwert 14
 Modulation 122
 Modulator 172, 173
 Monoflop 135, 161
 MOS-FET 25
 Multiplexer 165
 Multivibrator,
 astabiler 160, 166
 Multivibrator,
 bistabiler 59

N

Nachlaufregler 488, 210
 NAND 52
 Negation,
 doppelte 56
 Negator 51
 Netzteil 8
 Netzteil,
 stabilisiertes 18
 NF-Generator 129
 NF-Leistungsverstärker 129
 NiCd-Akkumulator 174
 Nickel-Cadmium-
 Knopfzellen 55
 NOR 53
 NTC-Widerstand 191
 Nullpunkt Korrektur 35
 Nullpunktwanderung 29

O

Oberwellen 174
 ODER 52
 Operationsverstärker 37
 Operationsverstärker,
 integrierter 42
 Optokoppler 120
 OR 52
 Oszillator 58

P

Pegelprüfer 57
 Periodendauer 59
 P₁-Glied 186
 P₂-Glied 188, 211
 Phasenanschnittsteue-
 rung 107, 204
 Phasendrehbrücke 107, 204
 Phasenumkehr 28
 Phasenwinkel 108

Pi-Filter 174
 Pin 53
 pinkompatibel 54
 pn-Übergangsgebiet 14
 Potentialtrennung 136
 Programm 147
 Proportionalsteuerung 158
 Pulsbreitensteuerung 141

Q

Quarzgenerator 83
 Quarzpärchen 181
 Querstrom 26

R

RC-Filter 132
 „Reed“-Kontakt 153
 Referenzgenerator 162, 210
 Referenzimpuls 162, 210
 Regelabweichung 184, 210
 Regelgröße 184
 Regelkreis 184
 Regeln 20
 Regelnetzteil 76
 Regelspannung 181
 Regeltransistor 194
 Regelung 184
 Regelverstärkung 192
 Regelzyklus 194
 Regler,
 stetiger 200
 Regler,
 unstetiger 190
 Reichweiteversuch 183
 Resonanzbereich 83
 Restbrummspannung 199
 Restimpuls 162, 210, 212
 Restwelligkeit 194
 RS-Flipflop 60
 Rudermaschine 160, 184, 210
 Rückkopplung 41
 Rückmeldung 185
 Rücksetzimpuls 214
 Rückstelleingang 63
 Rückwärtszähler 64

S

Sättigung 102
 Schaltalgebra 51
 Schalthysterese 93
 Schaltkreisfamilie 53
 Schaltstufe 135
 Schaltungen,
 kombinatorische 59
 Schaltungen,
 sequentielle 59

Scheitelwert 13, 14
 Schieberegister 170
 Schiffsmodell 215
 Schließer 152
 Schmitt-Trigger 93
 Schranke,
 automatische 155
 Schutzdiode 143, 154
 Schutzgaskontakt 152
 Schutzwiderstände 17
 Schwingquarz 75, 172
 Segelwinde 160
 Selbsterregung 41, 198
 Selektivität 134
 Selektivverstärker 127, 134
 Sender 160
 Sendergehäuse 176
 Servo 160, 184, 210
 Sicherheit 8
 Sicherheitsvorschriften 8
 Sicherung,
 elektronische 198
 7-Segment-Anzeige 67
 Siebfaktor 15
 Siebglieder 15
 Siebkondensator 15
 Siebmittel 195
 Siebwiderstand 15
 Signalarten,
 analog,
 digital 29
 Signale,
 binäre 21
 Signalspannung,
 elektrische 22
 Sollwert 184
 Spannungsdiskriminator 93
 Spannungsverstärker 28
 Speicher 59
 Speicher-Flipflop,
 flankengetriggertes 61
 Speicherübernahmeimpuls 90
 Speisespannung 54
 Sperrfilter 133
 Sperrfrequenz 133
 Sperrichtung 14
 Sprungantwort 185
 Sprungeingang 185
 Stabilisierungsbereich 18
 Stabilisierungsfaktor 196
 Stabilität 194
 Standard-TTL-Gatter 55
 „Start-Stop“-Einrichtung 77
 Stelleingang 63
 Steuerbereich 107
 Steuerfunktion 157, 159
 Steuerglied 102
 Steuerkennlinie 27
 Steuermechanik 177, 178

Steuern 20
 Steuerstrecke 102
 Steuerung 102
 Steuerung,
 akustische 127
 Stellgenauigkeit 213
 Stellglied 102
 Stellzeit 188
 Stift 53
 Störgröße 185, 210
 Störimpuls 55, 154
 Störung 184, 210
 Strombegrenzung 199
 Stromflußzeit 107
 Stromverstärkungsfaktor 26
 Stromzunahme,
 lawinenartige 105
 Super 160, 179
 System,
 binäres 50

T

Takteingang 61, 65
 Taktgenerator 161
 Tandempotentiometer 128
 Tastverhältnis 59, 142
 Teilen 63
 Temperatur 22
 Temperaturregelung 189
 Temperaturskala 24
 Thermistor 191
 Thermoelement 22
 Thermospannung 23
 Thyristor 103, 106
 Thyristorsteller 103, 110
 Tiefpaß 133
 Tonfrequenzgenerator 127
 Torgenerator 95
 Torschaltung 90, 95
 Totbereich 189, 211, 213
 Totzeit 190
 Transformator 13
 Transistoren,
 pnp, npn 25
 Triac 103, 113, 136
 Triacsteller 116
 Triac-Steuerschaltung 115, 118
 Triggerpunkt 93
 Trimmen 166
 TTL-Familie 53
 Typenbezeichnungen 25

U

Übergangsfunktion 185
 Überlagerungsempfänger 179
 Übernahmeimpuls 64
 Überschwngen 211

Sachwörterverzeichnis

Übertrag 63
Übertragungsfaktor 133
Übertragungsfunktion 102
Übertragungsglieder 102
Übertragung,
 zeitmultiplexe 158, 165
UND 51
Unipolartransistor 25
Universaltyp 9
Universalverstärker 37

V

Vergleichsglied 184
Verlustleistung 17
Verstärkerleistung 27
Verstärkungssteuerung 128
Vielfachemitter 54
Vielfachmesser 11
Vierschichtanordnung 104
Vollwegsteuerung 113

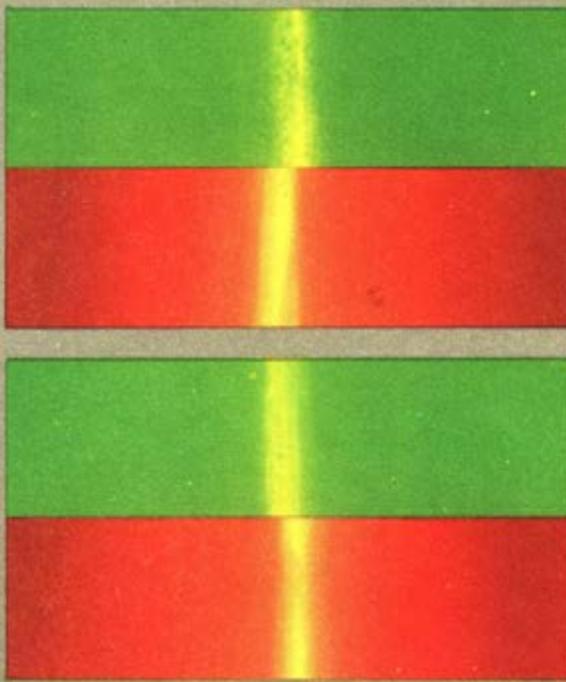
Vorkreise 180
Vorspannungsregelung,
 automatische 181

W

Waage,
 elektronische 46
Wahrheitstabelle 50
Wechsellicht 92
Wechselspannungsteiler 15
Wechselstromwiderstand 15
Wendeschleife 150
Widerstände, E-6-Reihe 9
Widerstand,
 dynamischer 17
Widerstand,
 steuerbarer 205
Widerstandsgerade 27
Widerstandswandler 135
„Wien“-Generator 127

Z

Zählen 50, 63
Zahlensystem,
 duales 50
Zähler 59
Zählkapazität 63
Z-Diode 16
Zeigerdiagramm 108
Zeigerinstrument 21
Zeitbasisstufe 81
Zeitkonstante 186
Zeitnormal 75
Zeitplansteuerung 103
Ziffernanzeige 21
Zufallszahlengenerator 71
Zündstrom 106
Zweiebenenleiterplatte 72
Zweipunktglied 102
Zweipunktregler 189
Zwischenfrequenz 181
Zwischenspeicher 90, 95



Das kannst auch Du

Eigenes Beobachten und Denken, Experimentieren und Bauen führen den Leser zum eigenen Erleben, zur selbständigen Wissensaneignung auf dem Gebiet der elektronischen Steuerungstechnik. Leitfaden des Buches bildet die Problemstellung „Messen – Steuern – Regeln“. Es werden Kenntnisse und Fähigkeiten sowohl in analoger als auch digitaler Schaltungstechnik vermittelt. Alle vorgestellten Geräte, ob Belichtungsmesser oder elektronische Waage, Digitaluhr oder Drehzahlmesser, Autorennbahn- oder Wende- schleifensteuerung, Digital-Fernsteueranlage, Zweipunkt- oder Nachlaufregler, sind von den Autoren selbst aufgebaut und erprobt worden.

