

DR. REINHARD KRETZMANN

SCHALTUNGSBUCH  
DER  
INDUSTRIELLEN  
ELEKTRONIK

---

Herrn E. Rodenkis  
mit herzlichstem Dank für  
die erwiesene Unterstützung  
überreicht vom Verfasser,

Dr. R e i n h a r d K r e t z m a n n

**Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik**

Schaltungsbuch  
der Industriellen Elektronik



VERLAG FÜR ELEKTROTECHNIK UND ELEKTRONIK  
BERLIN

DR. REINHARD KRETZMANN

# Schaltungsbuch der Industriellen Elektronik



VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK  
Schaltungsbuch  
der industriellen Elektronik

Für alle in diesem Buch beschriebenen Schaltungen und Geräte wird weder vom Verlag noch vom Verfasser ein Patentobliegen übernommen. Nachbau oder irgendwie gestaltete gewerbliche Benutzungen sind ohne Einverständnis etwaig vorhandener Schutzrechtinhaber nach den gesetzlichen Bestimmungen unzulässig.

Alle Rechte vorbehalten

Copyright 1955 by VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde

Printed in Germany · Satz und Druck: Oswald Schmidt KG

## VORWORT

In dem Maße, wie sich die Anwendung elektronischer Hilfsmittel auf nahezu allen Gebieten der industriellen Fertigung ausbreitet, wächst das Bedürfnis nach praktisch erprobten Schaltungen, die nicht allein dem Betriebsingenieur Hinweise auf bestimmte Möglichkeiten zur Lösung seiner Probleme geben, sondern auch dem Techniker Anregungen für seine Arbeit liefern, der sich mit der Entwicklung elektronischer Geräte befaßt. Da eine Sammlung solcher Schaltungen in der deutschsprachigen Literatur bisher nicht vorhanden war, habe ich mich entschlossen, dem HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK ein Schaltungsbuch folgen zu lassen, das in Inhalt und Darstellungsweise eine Art Fortsetzung und Ergänzung bildet. Verschiedentlich wurde daher auf bestimmte Abschnitte des HANDBUCHS hingewiesen.

Neben einigen Industrie-Schaltungen stand mir für das Schaltungsbuch ein Teil der Ergebnisse von Arbeiten zur Verfügung, die in den verschiedenen Applikations-Laboratorien der internationalen *Philips*-Organisation durchgeführt wurden. Für die freundliche Genehmigung zur Veröffentlichung der Schaltungen möchte ich den betreffenden Firmen und Organisationen, vor allem den *N. V. Philips Gloeilampenfabrieken*, Eindhoven (Holland), und der *Valvo GmbH*, Hamburg, an dieser Stelle meinen Dank aussprechen.

Die meisten Schaltungen sind im Laboratorium entwickelt. Aus Gründen besserer Übersicht wurden bei einigen Schaltbildern Bestandteile weggelassen, die für die einwandfreie Funktion eines Seriengerätes wichtig sind, zum Beispiel stabilisierte Netzteile, Einrichtungen zum Vorheizen der Röhren und dergleichen. Dies sollte bei etwaiger Übernahme einer Schaltung beachtet werden; auch die jeweilige Patentslage ist zu berücksichtigen. Ferner sei darauf hingewiesen, daß die Erwähnung bestimmter Geräte, Röhren oder sonstiger Bauteile keine Rückschlüsse auf deren Erhältlichkeit im Handel zuläßt.

Dem Buch ist ein Schrifttums- und Quellenverzeichnis angefügt, auf das die im Text in eckigen Klammern gesetzten Zahlen hinweisen.

Hamburg, 1955



# INHALT

## 1. Fotoelektrisch gesteuerte Einrichtungen

Lichtmengen-Messer .....	9
Einrichtung zur automatischen Begrenzung einer Größe .....	10
Überwachung von Verpackungsmaschinen .....	11
Fotoelektrisch gesteuerte Schlagschere .....	12
Zähleinrichtung für Produktionsmaschinen .....	13
Lichtelektrischer Trübungsanzeiger .....	15
Gerät zur Überwachung kleiner Helligkeits- oder Farbdichteunterschiede ..	18
Fotoelektrischer Temperaturindikator .....	19
Automatische Tubenfüllmaschine .....	22
Dämmerungsschalter .....	24
Seitensteuergerät .....	24
Rauchmeldegerät .....	29
Einrichtung zur Längenabtastung von Werkstücken .....	30
Zweifaches fotoelektrisches Relais .....	32
Fotoelektrische Sortiereinrichtung .....	33
Einfacher lichtelektrischer Schalter .....	36
Elektronisches Relais für Infrarotstrahlung .....	37
Fotoelektrische Steuerung einer Papierverarbeitungsmaschine .....	41

## 2. Zählschaltungen

150-kHz-Zähldekade mit vier Doppeltrioden und dekadischer Anzeige ....	44
Impulsformer-Eingangsstufe .....	47
Endstufe einer Dekadenkette .....	48
100-kHz-Zählstufe mit dekadischer Zählröhre .....	48
Eingangsimpulsformer für die 100-kHz-Zählstufe .....	51
Impulsformer für Dekadenzähler .....	53
Aperiodische Vorstufe für die dekadische Zählröhre E 1 T .....	54
Einfache Zählschaltungen mit E 1 T für niedrige Impulsfolgefrequenzen bis 2 kHz .....	56
Vereinfachte Zählschaltung für Impulsfolgefrequenzen bis 10 kHz .....	60
Treiberstufen für mechanische Zählwerke .....	61
Sechsstufige Untersetzerschaltung für GM-Zählrohre .....	62
Impulsgeber für die Untersuchung von Flip-Flop-Schaltungen .....	64
Impulsgeber für Zählschaltungen mit der E 1 T .....	66
Schaltung zum Vorwärts- und Rückwärtszählen mit dekadischer Zählröhre	69
Multiplikationsschaltung mit dekadischen Zählröhren .....	71
Ringzählerschaltung mit Relaisröhre Z 50 T .....	75
Zählwerk mit Speicher für zwei Dekaden .....	76
Impulsverzögerungsschaltung .....	78

### 3. Stabilisierungsschaltungen

Thermostat für Kunststoff-Schweißmaschinen .....	81
Einfache Schaltung zur Konstanthaltung von Temperaturen .....	83
Thermostat für medizinische Zwecke .....	85
Schaltung zur Konstanthaltung einer Wechselspannung .....	87
Dreiphasen-Gleichrichter mit konstanter Ausgangsspannung .....	89
Stabilisiertes Gleichstromversorgungsgerät .....	92
Pegelregelungsanlage .....	95
Heizstromstabilisierung .....	96

### 4. Schalt- und Steuereinrichtungen

Schaltung zur Steuerung einer Zentrifugal-Gießmaschine .....	99
Automatische Drehzahlregelung für eine Zentrifugal-Gießmaschine .....	100
Elektronische Schüttelvorrichtung .....	103
Preßeinrichtung für Brikettiermaschinen .....	104
Einfaches elektronisches Schaltschütz .....	105
Steuergerät für kleine Punktschweißmaschinen .....	107
Zeitschalter zum Vorheizen von quecksilberdampfgefüllten Röhren .....	109
Zeitgeber für zwei Intervalle .....	111
Dreiphasiges Zündgerät für Thyatronröhren .....	112
Zündgerät mit <i>RL</i> -Phasenbrücke .....	113
Schaltung zur Ladekontrolle bei Förderbändern .....	115
Thyatronsteuerung eines Motors mit Gleichspannung .....	118
Eisensuchgerät zur Überwachung von bahnförmigen Gütern .....	120
Metallmeldegerät für voluminöse Güter .....	125
Anordnung zur Zählung von Stanzvorgängen .....	131
Kontrolleinrichtung für Papierverarbeitungsmaschinen .....	133
Nachlaufsteuerung .....	135
Beleuchtungsregelgerät .....	138
Bühnenbeleuchtungsanlage .....	140
Lastverteilerschaltung für Ignitron-Schweißkathode .....	143
Weidezaungerät für Batteriebetrieb .....	146

### 5. Oszillator- und Verstärkerschaltungen

Einfacher selbsterregter HF-Generator für Halbwellenbetrieb .....	148
Selbsterregter HF-Generator für Speisung durch gleichgerichtete Wechselspannung .....	152
700-Watt-HF-Gegentaktverstärker .....	156
30-Watt-HF-Senderverstärker auf 430 MHz .....	158
250-Watt-HF-Verstärker .....	163
50-Watt-HF-Oszillator auf 500 MHz .....	167
Radiofonde .....	169
Oszillator kleiner Leistung auf 470 MHz .....	170

Gegentakt-Oszillator auf 470 MHz .....	171
Oszillator mit EC 55 für 750...1250 MHz .....	172
3-kW-Generator auf 220 MHz .....	176
Generatorschaltung für schmale Impulse .....	178
Magnetrostriktiver 400-Watt-Ultraschallgenerator .....	179
500-Watt-NF-Verstärker .....	184
200-Watt-NF-Generator .....	188
Meßverstärker für Laborzwecke .....	189

## 6. Gleichrichterschaltungen

Transformatorloser gesteuerter Dreiphasen-Vollweg-Gleichrichter .....	193
Spannungsregelnder Sechsphasen-Gleichrichter für Buchhaltungsmaschinen	198
Leonard-Feldstromrichter .....	204
Zweiphasige Motorsteuerungsschaltung mit Drehzahl-Stabilisierung durch Tacho-Dynamo .....	206
Zweiphasige Motorsteuerungsschaltung mit Drehzahl-Stabilisierung und <i>IR</i> - Kompensation .....	208
Zweiphasige Motorsteuerungsanlage mit Drehmoment-Stabilisierung .....	209
Wickelantriebssteuerung .....	210
Vorschubantrieb .....	210
Transformatorlose dreiphasige Motorsteuerungsanlage .....	215
Sechsphasiger Motor-Umkehrstromrichter für eine Aufzugsteuerung .....	215

<b>Schrifttums- und Quellenverzeichnis .....</b>	<b>221</b>
--	------------

<b>Sachverzeichnis .....</b>	<b>223</b>
------------------------------	------------



## Einrichtung zur automatischen Begrenzung einer Größe [40]

Eine fotoelektrische Steuereinrichtung, deren Schaltbild *Abb. 1-2* zeigt, vermag eine physikalische Größe, zum Beispiel Druck, Temperatur, Drehzahl oder auch das Längenmaß eines Werkstückes, innerhalb zweier vorgegebener Grenzen zu halten. Der Sollzustand entspricht einer mittleren Beleuchtung der Fozelle 90 CG, so daß die Brückenschaltung, deren Bestandteil die Langlebensdaueröhre E 80 F bildet, eine Ausgangsspannung von solcher Größe liefert, daß das linke Thyatron PL 21 gelöscht und das rechte gezündet ist. Zur Einjustierung dient das Potentiometer  $R_1$ , während mit  $R_2$  und  $R_3$  die obere und untere Grenze des Toleranzbereiches eingestellt werden kann. Bei zunehmender Beleuchtung der Fozelle wird die Brückenausgangsspannung negativer, so daß bei Erreichen der oberen Grenze beide Thyatrons gelöscht sind. Umgekehrt sind beide Röhren gezündet, wenn die untere Grenze erreicht ist. Die Relaiskontakte sind so geschaltet, daß bei Erreichen der unteren oder oberen Grenze jeweils ein Stromkreis geschlossen wird.

Um zu verhindern, daß das Gerät auf momentane Änderungen der Beleuchtungsstärke anspricht, die auf kurzzeitige Abweichungen der kontrollierten Größe von ihrem Sollwert zurückzuführen sind, ist im Gitterkreis der E 80 F ein RC-Glied vorgesehen, dessen Zeitkonstante in 5 Stufen geändert werden kann. In der sechsten Position ist das RC-Glied ausgeschaltet. Bei der angezeigten Dimensionierung ergeben sich Zeitkonstanten von 0-1,5-3-6-12-24 s.

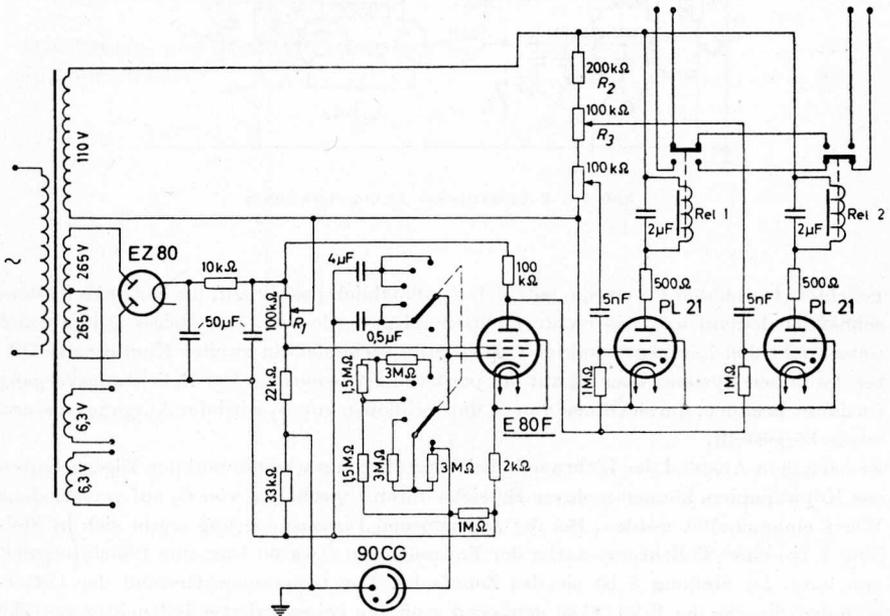


Abb. 1-2. Fotoelektrische Steuereinrichtung zur automatischen Begrenzung einer Größe

## Überwachung von Verpackungsmaschinen [33]

Bei Verpackungsmaschinen besteht häufig die Notwendigkeit, einen Aufdruck oder beispielsweise die Aufreißbänder auf ihr Vorhandensein zu überwachen. Hierzu dient eine fotoelektrische Abtastvorrichtung, deren Schaltbild in Abb. 1-3 wiedergegeben ist. Ein von der Lampe  $La$  gelieferter Lichtstrahl fällt auf das Verpackungsmaterial und wird auf die Fozelle  $F$  reflektiert. Die in regelmäßigen Abständen erscheinenden andersfarbigen Aufreißbänder verursachen eine kurzzeitige Verstärkung des auf die Fozelle fallenden Lichtes, so daß an der Zelle negative Spannungsimpulse entstehen, die über  $C_2$  an das linke Gitter der Doppeltriode  $V_1$  geführt werden. Falls die Bänder eine Schwächung des reflektierten Lichtstrahls hervorrufen, vertauscht man  $F$  und  $R_3$ . Die beiden

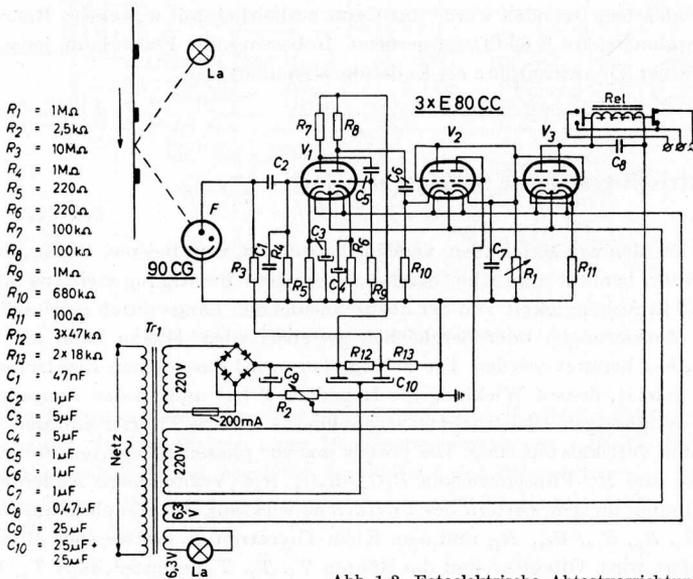


Abb. 1-3. Fotoelektrische Abtastvorrichtung

Systeme von  $V_1$  sind in Kaskade geschaltet, so daß an der Anode des rechten Systems etwa um den Faktor 150 verstärkte negative Spannungsimpulse entstehen, die über  $C_6$  an die Katode des linken Systems von  $V_2$  geführt werden. Dieses ist als Diode geschaltet, und der entstehende Richtstrom ruft an  $R_1$  einen Spannungsabfall hervor, der  $C_7$  auflädt. Das rechte System von  $V_2$  ist ebenfalls als Diode geschaltet, deren Anode durch  $R_2$  eine einstellbare negative Vorspannung erhält. Übersteigt die Spannung an  $C_7$  den Betrag dieser Vorspannung, so wird das rechte System leitend und schneidet die Überspannung ab. Damit erreicht man, daß die von  $F$  gelieferten Impulse, sofern sie nur in regelmäßigen Abständen eintreffen, unabhängig von ihrer jeweiligen Höhe eine Spannung bestimmter Größe an  $C_7$  hervorrufen. Diese Spannung liegt mit negativem Vor-

zeichen an den Steuergittern der beiden parallel geschalteten Systeme der Doppeltriode  $V_3$  und verhindert damit das Ansprechen des Relais *Rel.* Falls nun jedoch ein Impuls wegen Fehlens eines Aufreißbandes oder dergleichen ausbleibt, entlädt sich  $C_7$  über  $R_1$  so weit, daß  $V_3$  leitend wird und eine Alarmvorrichtung in Tätigkeit setzt. Mit der gewählten Dimensionierung von  $C_7$  und  $R_1$  können Verzögerungszeiten bis zu 1,5 s eingestellt werden.

Bei Inbetriebnahme der Einrichtung wird zuerst das Potentiometer  $R_2$  so justiert, daß alle Impulse einen gleichmäßigen Beitrag zur Spannung an  $C_7$  liefern. Nun kann  $R_1$  entsprechend der Impulsfolgefrequenz, das heißt der Arbeitsgeschwindigkeit der Maschine, so eingestellt werden, daß während der Pausen zwischen den Impulsen das Relais gerade noch nicht anzieht.

Aus ökonomischen Gründen wurde das Gerät einheitlich mit nur einem Röhrentyp, der Langlebensdaueröhre E 80 CC, ausgerüstet. In bestimmten Fällen kann jedoch die Verwendung einer Thyatronröhre als Endstufe vorteilhaft sein.

## Fotoelektrisch gesteuerte Schlagschere [41]

Zum Abschneiden von Materialien verschiedenster Art, zum Beispiel Papier, Stoff, Blech und so weiter, benutzt man eine Schlagschere, deren Betätigung meistens automatisch erfolgt und in Abhängigkeit von der abzuschneidenden Länge durch regelmäßig wiederkehrende Markierungen oder dergleichen gesteuert wird. Hierzu kann die Schaltung nach *Abb. 1-4* benutzt werden. Die Schlagschere wird durch einen Elektromagneten in Tätigkeit gesetzt, dessen Wicklung die Impedanz  $Z$  hat und an den Ausgang eines gesteuerten dreiphasigen Gleichrichters angeschlossen ist. Die Thyatronröhren  $T_1, T_2, T_3$  arbeiten mit Vertikalsteuerung. Die jeweils um  $90^\circ$  phasenverzögerten Steuerspannungen werden drei  $RC$ -Phasenbrücken  $R_4C_4, R_5C_5, R_6C_6$  entnommen. Außerdem ist eine Gleichspannung an den Gittern der Thyatrons wirksam, die von einer aus den Widerständen  $R_8, R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12}$  und dem Klein-Thyatron  $T_4$  bestehenden Brückenschaltung geliefert wird. Offenbar sind die Röhren  $T_1, T_2, T_3$  gezündet, falls  $T_4$  (PL 21) gelöscht ist. Der Zündwinkel und damit der durch den Elektromagneten der Schlagschere fließende Strom kann durch Verändern des Potentiometers  $R_{10}$  nach Bedarf eingestellt werden. Im Ruhezustand ist  $T_4$  jedoch gezündet, da das Gitter dieser Röhre über  $R_{14}$  und  $R_{13}$  mit dem positiven Pol der Stromversorgung verbunden ist. Das Thyatron  $T_5$  bleibt dagegen gelöscht, da es gitterseitig eine negative Vorspannung erhält, deren Größe mit  $R_7$  eingestellt werden kann. Die Kondensatoren  $C_8$  und  $C_9$  sind dann auf etwa 100 V aufgeladen. Wird nun  $T_5$  durch einen gitterseitig auftretenden Impuls gezündet, so wird  $T_4$  wegen der Ladung auf  $C_8$  gelöscht und die Schlagschere betätigt.  $T_4$  bleibt gelöscht, bis sich  $C_9$  über  $R_{14}$  auf etwa  $10 \dots 8$  V entladen hat. Bei der gewählten Dimensionierung ist dies in etwa 0,25 s der Fall. Durch Verkleinern des variablen Widerstandes  $R_{14}$  kann das Zeitintervall nach Bedarf verkürzt werden. Hierauf zündet  $T_4$  wieder, wodurch gleichzeitig  $T_5$  wegen des inzwischen mit umgekehrter Polarität aufgeladenen Kondensators  $C_8$  gelöscht wird und der Ruhezustand wiederhergestellt ist.

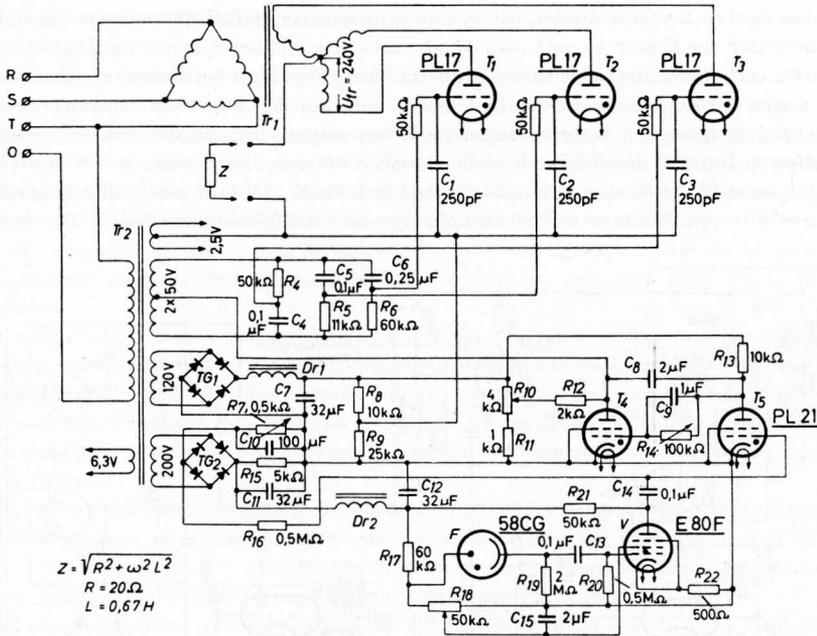


Abb. 1-4. Fotoelektrisch gesteuerte Schlagschere

Die Fotозelle  $F$  wird mit einem an dem zu verarbeitenden Material reflektierten Lichtstrahl beleuchtet. Bei Erscheinen einer Markierung vermindert sich die Beleuchtung kurzzeitig. Dadurch wird ein negativer Impuls auf das Steuergitter der Verstärkerröhre  $V$  übertragen. Der anodenseitig auftretende positive Impuls zündet darauf das Thyatron  $T_5$  über  $C_{14}$ .

### Zähleinrichtung für Produktionsmaschinen [30]

Gelegentlich wird bei industriellen Fertigungsprozessen die Aufgabe gestellt, eine während eines bestimmten Zeitintervalls auftretende Anzahl von Impulsen zu zählen, deren Folgefrequenz variabel sein kann. Dieser Fall liegt zum Beispiel bei der Ermittlung des Ausstoßes einer halbautomatisch arbeitenden Produktionsmaschine, etwa einer Presse, Stanze, Tablettiermaschine oder dergleichen, vor oder überall da, wo die Gleichmäßigkeit des Ablaufs eines Vorganges überwacht werden muß. Zur Lösung dieser Aufgabe kann mit gutem Erfolg eine Einrichtung benutzt werden, deren Schaltung in *Abb. 1-5* dargestellt ist. Die zu zählenden Impulse werden mit der Fotozelle 58 CV in elektrische Impulse umgewandelt, die dem Eingang eines zweistufigen Verstärkers zugeführt werden, der die Röhren E 80 F und E 83 F enthält. An den Verstärkerausgang ist ein deka-

disches Zählwerk angeschlossen, wie es bereits an anderer Stelle beschrieben wurde<sup>1)</sup>. Das Steuergitter der E 80 F ist mit dem Anodenkreis des rechten Systems der Doppeltriode E 90 CC verbunden, die in bistabiler Kippschaltung (Flip-Flop-Schaltung) arbeitet. Wenn das rechte System leitend wird, erhält das Steuergitter der E 80 F ein so stark negatives Potential in bezug auf Katode, daß diese Röhre gesperrt ist und die von der Fozelle gelieferten Impulse das Zählwerk nicht erreichen können. Die Steuerung der Flip-Flop-Stufe geschieht durch eine zweite Doppeltriode E 90 CC, die in monostabiler Kippschaltung arbeitet. Im Ruhezustand ist das linke System stromführend und das rechte gesperrt.

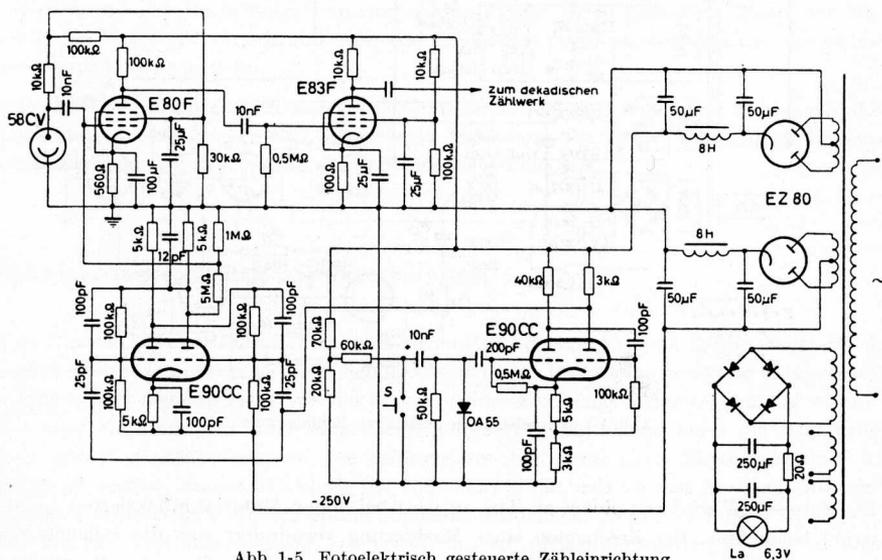


Abb. 1-5. Fotoelektrisch gesteuerte Zählleinrichtung

Wenn der Schalter *S* kurzzeitig geschlossen wird, tritt am Steuergitter des linken Systems ein negativer Impuls auf, der die Röhre kippen läßt, so daß an der Anode des rechten Systems ein kräftiger negativer Impuls entsteht. Hierdurch wird die Flip-Flop-Stufe in den anderen Zustand gekippt. Erneute Betätigung von *S* stellt dann die ursprünglichen Verhältnisse wieder her.

Die Lampe *La* dient zur Beleuchtung der Fozelle. Zur Vermeidung von Störimpulsen wird sie mit gesiebter Gleichspannung betrieben.

Das Gerät bietet auch die Möglichkeit, die Dauer von Zeitintervallen sehr genau zu bestimmen, wenn an Stelle der Fozelle der Ausgang eines Impulsgenerators mit bekannter Frequenz, zum Beispiel 10 kHz, an das Steuergitter der ersten Verstärkerröhre gelegt wird. Das Zählwerk gibt dann das Zeitintervall zwischen zwei Betätigungen des Schalters *S* in zehntel Millisekunden an.

<sup>1)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK. VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde 1954. II.11. Seite 132

### Lichtelektrischer Trübungsanzeiger

Der lichtelektrische Trübungsanzeiger ist eine Relaiseinrichtung, die es gestattet, prozentual geringe Lichtschwächungen zu erfassen und bei Überschreitung eines vorgegebenen Wertes anzuzeigen. Zu diesem Zwecke werden meistens Brückenanordnungen mit zwei Fotozellen verwendet, die von zwei getrennten Lichtbündeln einer Beleuchtungs-lampe belichtet werden. Das eine Lichtbündel durchsetzt die Meßstrecke, das andere erreicht die zugehörige Fotozelle direkt. Die Brücke wird bei ungetrübter Meßstrecke abgeglichen. Eine solche Anlage ist, wie jede Brückenanordnung, weitgehend unempfindlich gegen Speisespannungsschwankungen; sie erfordert aber einen hohen Aufwand.

Im vorstehend genannten Gerät wurde mit Erfolg versucht, genügende Konstanz des Ansprechwertes mit nur einem Lichtbündel und einer Fotozelle durch Stabilisierung aller wesentlichen Spannungen des Gerätes und der Fadenspannung der Beleuchtungslampe zu erreichen. Es gelang, den relativen Ansprechwert des Relais mit ausreichender Sicherheit auf 5% Lichtschwankung festzusetzen, was in den meisten praktisch vorkommenden Fällen genügt.

Das Gerät eignet sich besonders zur Feststellung von Trübungen oder Farbänderungen in Flüssigkeiten, als Rauchanzeiger oder für ähnliche Zwecke. Es kann überall da angewendet werden, wo sich die Belichtung einer Fotozelle durch Änderung von Färbung, Durchlässigkeit oder Reflexionsvermögen eines Prüflings ändert.

Die Schaltung eines solchen Gerätes als Rauchmelder zeigt *Abb. 1-6*. Es besteht im wesentlichen aus einer Fotozelle, einem einstufigen Verstärker und einem Thyatron zur

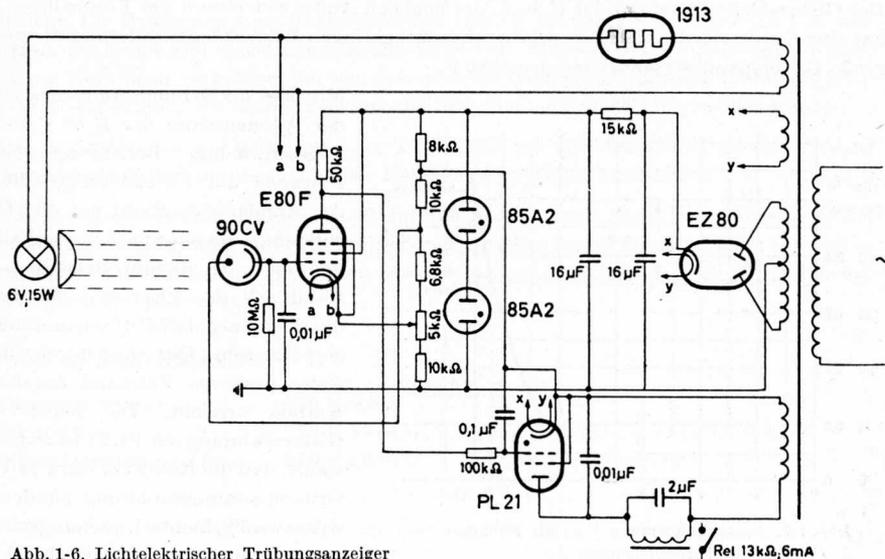


Abb. 1-6. Lichtelektrischer Trübungsanzeiger

Betätigung eines Schaltrelais. Wegen der erforderlichen Konstanz wird eine Vakuumzelle (*Valvo* 90 CV) verwendet. Aus dem gleichen Grunde geschieht die Verstärkung durch eine Pentode E 80 F, die sich bei Unterheizung durch sehr hohe Gitterisolation auszeichnet und daher die Verwendung eines Gitterableitwiderstandes von  $10\text{ M}\Omega$  gestattet, was eine genügend hohe Ansprechempfindlichkeit ergibt. Die benötigten Gleichspannungen werden einem Netzgleichrichter mit der Zweiweg-Gleichrichterröhre EZ 80 entnommen und durch zwei in Reihe geschaltete Stabilisatorröhren 85 A 2 stabilisiert, so daß unabhängig von Netzspannungsschwankungen eine konstante Spannung von etwa  $170\text{ V}$  entsteht. Die Betriebsspannungen für die Fotozelle und die Verstärkerpentode werden von einem Spannungsteiler abgegriffen, in dem ein  $5\text{-k}\Omega$ -Potentiometer enthalten ist, das die Einstellung des Katodenpotentials der E 80 F und damit des Arbeitspunktes dieser Röhre gestattet. Damit wird der gewünschte Ansprechwert für die Thyatronschaltung eingestellt.

Der Heizfaden der E 80 F und die Glühlampe sind parallel geschaltet. Die Fadenspannungen stabilisiert ein in Reihe liegender Eisen-Wasserstoff-Widerstand *Valvo* 1913. Die Spannung der Heizwicklung ist so gewählt, daß die beiden Fäden mit Unterspannung betrieben werden. Sie ergibt hohe Lebensdauer und gleichmäßige Lichtausbeute der Beleuchtungslampe und die bereits erwähnten Elektrometerröhren-Eigenschaften der E 80 F.

Als Lichtquelle dient eine  $6,3\text{-V}/15\text{-W}$ -Glühlampe, deren Licht durch eine einfache Plankonvexlinse von etwa  $20\text{ mm } \varnothing$  und  $40\cdots 50\text{ mm}$  Brennweite auf die Katode der Fotozelle fällt. Das durch die Linse erzeugte nahezu parallele Lichtbündel ermöglicht eine in weiten Grenzen veränderliche Meßstreckenlänge zwischen Lichtquelle und Fotozelle.

Der Gitterableitwiderstand der E 80 F, der zugleich Außenwiderstand der Fotozelle ist, hat eine Größe von  $10\text{ M}\Omega$ . Dies ergibt schon bei geringen Beleuchtungsänderungen eine große Gitterspannungsänderung der E 80 F.

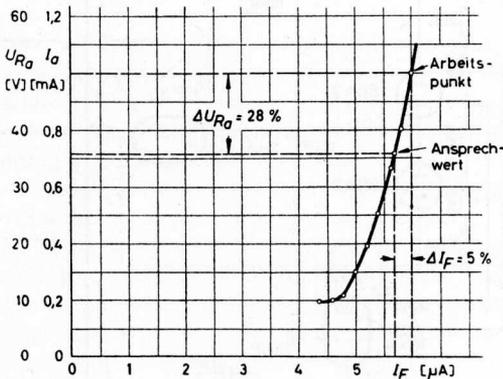


Abb. 1-7. Ausgangsspannung  $U_{Ra}$  als Funktion des Fotozellenstroms  $I_F$

Mit dem  $5\text{-k}\Omega$ -Potentiometer wird der Anodenstrom der E 80 F bei ungeschwächter Belichtung der Fotozelle auf  $1,0\text{ mA}$  eingestellt. Am Anodenwiderstand von  $50\text{ k}\Omega$  entsteht dann ein Spannungsabfall von  $50\text{ V}$ . In diesem Betriebszustand soll das Thyatron PL 21 durch eine negative Gitterspannung gesperrt sein. Das wird durch ein festes positives Potential an der Katode erreicht. Die negative Gitterspannung der PL 21 ist so gewählt, daß die Röhre bei etwa  $14\text{ V}$  Gitterspannungsänderung zündet, was etwa  $5\%$  Lichtschwächung entspricht. Damit ist eine weitgehende

Sicherung gegen kleinere willkürliche Schwankungen gewährleistet.

Die erzielbare Empfindlichkeit des Gerätes ist aus *Abb. 1-7* zu ersehen. Sie zeigt die Abhängigkeit des Anodenstroms beziehungsweise der Ausgangs-Gleichspannung der E 80 F vom Fotozellenstrom  $I_F$ . Bei einer Abschwächung des Lichtes und damit des Fotozellenstroms um 5% ergibt sich eine Anodenstromänderung von 28%. Dies bedeutet eine Spannungsempfindlichkeit von etwa 3 V am Gitter des Thyratrons für 1% Belichtungsänderung.

Den Verlauf der Betriebswerte als Funktion der Anlaufzeit ersieht man aus *Abb. 1-8*.

Das Diagramm zeigt, daß die Lampen- und Heizspannung  $U_F$ , der Fotozellenstrom  $I_F$  und der Anodenstrom  $I_a$  der E 80 F erst nach etwa 15...20 min einen weitgehend konstanten Wert annehmen. Das ist auf das Verhalten des Eisen-Wasserstoff-Widerstandes zurückzuführen. Nach Beendigung der Anlaufzeit ergeben sich für  $I_a$  maximal Schwankungen von  $\pm 3\%$ , was scheinbaren Belichtungsänderungen von etwa  $\pm 0,6\%$  entspricht. Die Festlegung eines Ansprechwertes von 5% für das Ansprechen der PL 21 und damit des Relais gibt somit ausreichende Sicherheit. Mit dem 5-k $\Omega$ -Potentiometer kann dieser Wert noch vergrößert werden. Soweit es die Betreiberfordernisse gestatten, kann man so auf Kosten der Empfindlichkeit die Sicherheit gegen Fehlansprechen erhöhen.

Die Gitterstrecken der E 80 F und der PL 21 sind mit Kondensatoren überbrückt, um impulsartige Störspannungen fremder Herkunft unwirksam zu machen.

Die elektrischen Daten sind im Schaltbild von *Abb. 1-6* enthalten. Beim Aufbau ist auf sorgfältige Abschirmung und gute Erdung des Fotozellenverstärkers zu achten. Die untenstehenden Transformatoraten gelten bei Verwendung eines hochohmigen Feinrelais mit geringer Erregerleistung.

#### Daten des Netztransformators

Primärwicklung: 220 V 0,5 A  
 Sekundärwicklung I:  $2 \times 230$  V 15 mA  
 Sekundärwicklung II: 220 V 20 mA

Sekundärwicklung III: 6,3 V 0,6 A  
 Sekundärwicklung IV: 13 V 2,0 A

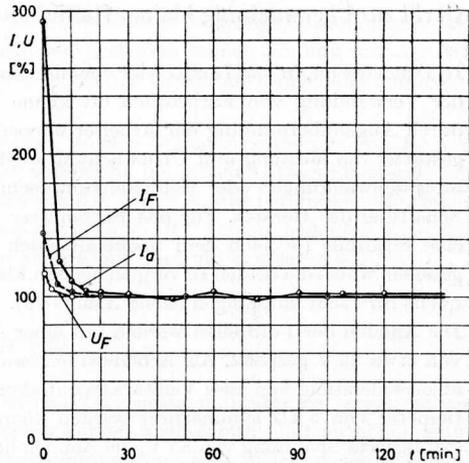


Abb. 1-8. Zeitlicher Verlauf der Lampenspannung  $U_F$ , des Fotozellenstroms  $I_F$  und des Anodenstroms  $I_a$

## Gerät zur Überwachung kleiner Helligkeits- oder Farbdichteunterschiede [29, 31]

In Druckereien, in der Textil- oder chemischen Industrie werden beim Ansetzen oder bei der Verwendung von Farbstoffen oft kleine Farbdichte- oder Helligkeitsunterschiede durch Augenübermüdung der Arbeiter übersehen. Das nachfolgend beschriebene Gerät gestattet die Messung und Überwachung solcher Vorgänge, unabhängig von Netzspannungsschwankungen oder Helligkeitsunterschieden der Beleuchtung. *Abb. 1-9* zeigt die Schaltung des Gerätes. Für das Farbmuster und das zu vergleichende Produkt ist je eine Fozelle (je nach dem Spektralbereich der Typ *Valvo* 90 AV oder 90 CV) vorgesehen, wobei die beiden zu vergleichenden Flächen von ein und derselben Beleuchtungsquelle ihr Licht empfangen (siehe *Abb. 1-10*).

Die Anoden der Fozellen werden mit einer durch eine 85 A 2 stabilisierten Spannung von etwa 85 V gespeist. Als Arbeitswiderstand jeder Fozelle dient jeweils der Gitterableitwiderstand von zwei Verstärkerpentoden E 80 F, deren Katoden mit einem Potentiometer von 5 k $\Omega$  symmetriert werden können. Die Schirmgitter erhalten direkt die stabilisierte Spannung von 85 V, die Anoden liegen über je einem Anodenwiderstand von 100 k $\Omega$  an einer Speisespannung von 200 V. Ein Galvanometer mit Nullpunkt in der Mitte und einem Endausschlag von je 50  $\mu$ A ist zwischen die beiden Anoden geschaltet und nach beiden Richtungen durch je eine vorgespannte Germaniumdiode OA 50 geschützt. Die Vorspannung dieser Dioden wird mit Widerständen von je 150  $\Omega$  in Reihe mit den Anodenwiderständen erzeugt. Zur Gewinnung der Speisespannung von 200 V dient ein Selengleichrichter mit nachgeschaltetem Glättungsfilter.

Durch das Symmetrierpotentiometer wird der Arbeitspunkt der beiden E 80 F so eingestellt, daß das Galvanometer bei Gleichheit von Prüfling und Muster auf Null steht. Kleine Differenzen der Zellen und der Röhren werden damit ausgeglichen. Jeder Unterschied in der Helligkeit oder Farbdichte wird dann durch einen Ausschlag des Galvanometerzeigers nach der einen oder anderen Richtung angezeigt. Übermäßige Unsymmetrien werden ohne Gefährdung des Galvanometers über die Dioden abgeleitet, sobald deren Vorspannung überschritten ist.

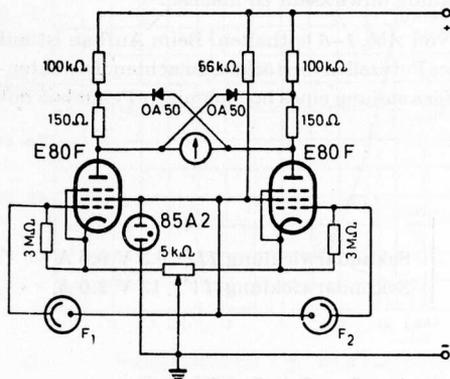


Abb. 1-9. Fotoelektrisches Gerät zur Helligkeits- oder Farbdichtekontrolle

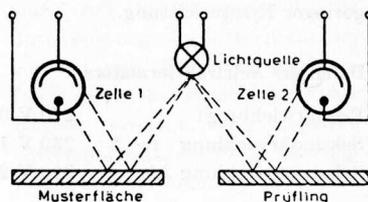


Abb. 1-10. Anordnung der Fozellen und der Lichtquelle

Durch die Brückenschaltung des Verstärkers haben Netzspannungsschwankungen von  $\pm 10\%$  sowie Schwankungen der Beleuchtung praktisch keinen Einfluß auf die Anzeige. Die Skala des Instrumentes wird den gegebenen Umständen angepaßt und eventuell mit Toleranzgrenzen versehen.

Um den Vollausschlag von  $50 \mu\text{A}$  zu erzeugen, ist eine Spannungsdifferenz von  $1,5 \text{ mV}$  an den Pentodengittern erforderlich. Dies entspricht bei einem Gitterwiderstand von  $3 \text{ M}\Omega$  einer Änderung des Fotozellenstromes von  $5 \times 10^{-10} \text{ A}$ , was bei Verwendung einer Zelle 90 CV eine Beleuchtungsänderung von etwa  $2,5 \times 10^{-5}$  Lumen bedeutet. Eine Beleuchtungsänderung von  $5 \times 10^{-7}$  Lumen kann somit noch gut abgelesen werden.

### Fotoelektrischer Temperaturindikator [42]

Der im folgenden beschriebene fotoelektrische Temperaturindikator ist wegen seines kleinen, scharf abgegrenzten Sichtfeldes, seiner kurzen Ansprechzeit und der hohen Meßgenauigkeit, insbesondere bei der Wärmebehandlung von vielen gleichartigen Stücken, mit Vorteil zu verwenden. Beim Erreichen einer genau einzustellenden Temperatur löst der Indikator ein Signal oder die automatische Abschaltung der Heizung oder den Weitertransport des Werkstückes aus.

Der Temperaturindikator ist kein Gerät für absolute Temperaturmessungen, sondern ein Apparat, der in bezug auf Reproduzierbarkeit eines vorher eingestellten Erwärmungszustandes mit größter Zuverlässigkeit und Präzision arbeitet. Er ist in dieser Beziehung nach vorgenommenen Versuchen nahezu allen auf dem Pyrometer-Prinzip aufgebauten Instrumenten überlegen und bietet bei allen Härte-, Schmiede- und sonstigen Wärmebehandlungen große Vorteile.

Um die erforderliche hohe Genauigkeit zu erzielen, wird die Strahlung, die eine Funktion der Temperatur ist, nicht direkt auf die messende Fozelle gegeben, sondern vorher mit einer Lochscheibe, die durch einen Synchronmotor angetrieben wird, moduliert. Die Zahl der Löcher und das Übersetzungsverhältnis zwischen Motor und Scheibe sind derart gewählt, daß eine Frequenz von 281 Hz entsteht. Sie wird auf einen selektiven NF-Verstärker gegeben, der ein Vielfaches der Stabilität der sonst üblichen Gleichspannungsverstärker mit einfachen Mitteln ermöglicht und wegen der gewählten Frequenz auch von Brummstörungen frei ist. Der Verstärker, der über ein Thyatron ein Relais betätigt, kann innerhalb des Arbeitsbereiches des Gerätes so eingestellt werden, daß das Relais bei jedem gewünschten Erwärmungszustand des Meßobjektes anspricht. Das Schaltbild des Gerätes zeigt *Abb. 1-11*.

Mit einer Optik wird die zu messende Stelle auf der Katode der Fozelle abgebildet. Sie ist schwenkbar angeordnet, so daß die Achse der Optik genau auf die Meßstelle eingerichtet werden kann. Das Sichtfeld ist scharf begrenzt, was besonders bei der Messung kleiner Objekte oder kleiner temperaturkritischer Gebiete größerer Arbeitsstücke günstig ist.

Die durch die Lochscheibe modulierten Strahlung des Meßobjektes wird durch die Fozelle 90 CV in eine Wechselfrequenz von 281 Hz umgewandelt, die über den Kondensator  $C_2$  an das Gitter der ersten E 80 F gelangt. Alle Verstärkungsregulierungen werden

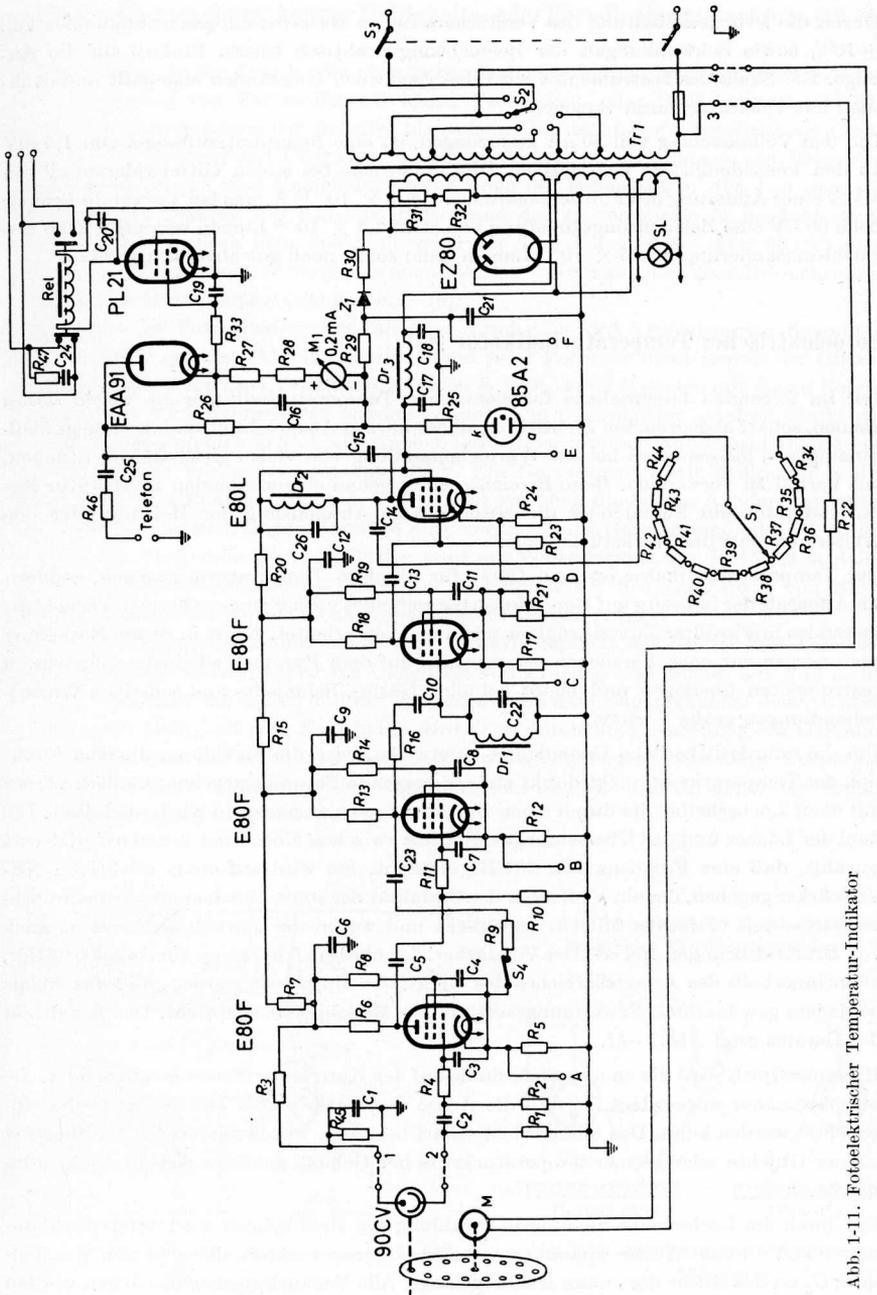


Abb. 1-11. Fotoelektrischer Temperatur-Indikator

## Stückliste zur Schaltung nach Abb. 1—11

$R_1$	10	M $\Omega$	$R_{20}$	22	k $\Omega$	$C_1$	0,1	$\mu$ F	$C_{20}$	0,5	$\mu$ F
$R_2$	5	M $\Omega$	$R_{21}$	40	k $\Omega$	$C_2$	0,01	$\mu$ F	$C_{21}$	4	$\mu$ F
$R_3$	1	M $\Omega$	$R_{22}$	33	k $\Omega$	$C_3$	470	pF	$C_{22}$	0,1	$\mu$ F
$R_4$	100	k $\Omega$	$R_{23}$	1	M $\Omega$	$C_4$	0,1	$\mu$ F	$C_{23}$	0,1	$\mu$ F
$R_5$	2,2	k $\Omega$	$R_{24}$	1000	$\Omega$	$C_5$	0,05	$\mu$ F	$C_{24}$	0,1	$\mu$ F
$R_6$	220	k $\Omega$	$R_{25}$	2,2	k $\Omega$	$C_6$	4	$\mu$ F	$C_{25}$	0,02	$\mu$ F
$R_7$	47	k $\Omega$	$R_{26}$	100	k $\Omega$	$C_7$	470	pF	$C_{26}$	5000	pF
$R_8$	1	M $\Omega$	$R_{27}$	100	k $\Omega$	$C_8$	0,1	$\mu$ F	$Dr_1$	Ferroxeube-	
$R_9$	470	k $\Omega$	$R_{28}$	470	k $\Omega$	$C_9$	4	$\mu$ F	drossel		
$R_{10}$	1	M $\Omega$	$R_{29}$	40	k $\Omega$	$C_{10}$	0,05	$\mu$ F	$Dr_2$	Drossel	
$R_{11}$	100	k $\Omega$	$R_{30}$	15	k $\Omega$	$C_{11}$	0,1	$\mu$ F	$Dr_3$	Drossel	
$R_{12}$	2,2	k $\Omega$	$R_{31}$	10	k $\Omega$	$C_{12}$	4	$\mu$ F	$M_1$	0,2-mA-In-	
$R_{13}$	100	k $\Omega$	$R_{32}$	25	k $\Omega$	$C_{13}$	0,05	$\mu$ F	strument		
$R_{14}$	1	M $\Omega$	$R_{33}$	470	k $\Omega$	$C_{14}$	0,1	$\mu$ F	$Z_1$	Trocken-	
$R_{15}$	47	k $\Omega$	$R_{34} \dots R_{44}$	33	k $\Omega$	$C_{15}$	0,1	$\mu$ F	gleichrichter		
$R_{16}$	47	k $\Omega$	$R_{45}$	2	M $\Omega$	$C_{16}$	0,1	$\mu$ F	$S_1$	Stufenschalter	
$R_{17}$	2,2	k $\Omega$	$R_{46}$	20	k $\Omega$	$C_{17}$	6	$\mu$ F	$S_2$	Netzumschalter	
$R_{18}$	220	k $\Omega$	$R_{47}$	100	$\Omega$	$C_{18}$	6	$\mu$ F	$S_3$	Netzschalter	
$R_{19}$	1	M $\Omega$				$C_{19}$	220	pF	$S_4$	einpoliger	
									Schalter		

zur Vermeidung von Instabilitäten mit Hilfe einstellbarer Gegenkopplungen vorgenommen. Zu diesem Zweck ist der aus drei Pentoden E 80 F und einer Endpentode E 80 L bestehende Verstärker in zwei Gruppen mit jeweils getrennt einstellbarer Gegenkopplung aufgeteilt. Bei der ersten Gruppe, die aus den beiden ersten Röhren E 80 F besteht, ist eine feste Spannungsgegenkopplung von der Anode der zweiten Röhre zur Katode der ersten vorhanden, die durch den Schalter  $S_4$  ein- und ausgeschaltet werden kann. Hierdurch ergeben sich zwei Hauptempfindlichkeitsbereiche, und zwar bei eingeschalteter Gegenkopplung für den oberen, ohne Gegenkopplung für den unteren Temperaturbereich des Gerätes. Auch im letzteren Fall ist die Stabilität des Verstärkers durch die Stromgegenkopplung über die beiden nicht überbrückten Katodenwiderstände  $R_5$  und  $R_{12}$  sichergestellt.

Von der Anode der zweiten E 80 F wird die Wechselspannung über  $R_{16}$  und  $C_{10}$  an das Gitter der dritten E 80 F gegeben, deren Gitterkreis durch den Kondensator  $C_{22}$  und die Drossel  $Dr_1$  auf 281 Hz abgestimmt ist. Die Wechselspannung wird sodann mittels RC-Kopplung auf die Endröhre E 80 L übertragen, deren Anodenkreis mit  $Dr_2$  und  $C_{26}$  auf 281 Hz abgestimmt ist.

Die Gegenkopplung in der zweiten Gruppe, die die dritte Röhre E 80 F und die E 80 L umfaßt, ist wieder aufgeteilt in die beiden festen Stromgegenkopplungen durch die Katodenwiderstände  $R_{17}$  und  $R_{24}$  und in eine Spannungsgegenkopplung von der Anode der E 80 L auf die Katode der dritten E 80 F. Sie ist mit dem Stufenschalter  $S_1$  und dem Regelwiderstand  $R_{21}$  stetig regelbar.

Die von der E 80 L gelieferte Wechselspannung wird an einer Diodenhälfte EAA 91 gleichgerichtet und dem Gitter des Thyratrons PL 21 zugeführt, das durch den Trocken-

gleichrichter  $Z_1$  mit etwa  $-85$  V vorgespannt ist. Diese Gittervorspannung ist mittels einer Stabilisatorröhre 85 A 2 stabilisiert. Die Anode der PL 21 wird aus  $Tr_1$  mit Wechsellspannung gespeist, die ihr über das Relais *Rel* zugeführt wird.

Erhält die Fotozelle keine Strahlung, so gelangt keine Wechsellspannung an die Diode EAA 91, und das Gitter der PL 21 hat die volle negative Vorspannung von etwa 85 V. Das Thyatron ist gesperrt und das Relais in Ruhelage. Bei belichteter Fotozelle wird durch die Diode eine positive Gegenspannung geliefert. Erreicht sie ungefähr den Wert der negativen Vorspannung, so zündet das Thyatron, das Relais wird angezogen und löst die gewünschten Schaltvorgänge aus.

An dem im Katodenkreis der EAA 91 liegenden Instrument  $M_1$  kann eine Überwachung des Steuervorganges erfolgen. Es dient auch zur Einstellung des Arbeitspunktes. Zusätzlich ist noch ein Kopfhörerausgang angebracht, über den eine akustische Überwachung möglich ist. Besonders herausgeführte Meßpunkte  $A...F$  gestatten eine schnelle Überprüfung des Verstärkers ohne Öffnen des Gehäuses.

### Automatische Tubenfüllmaschine [46]

Bei automatischen Tubenfüllmaschinen wird das Füllen und Verschließen der vorher bedruckten Tuben vollkommen selbsttätig vorgenommen. Dabei ergibt sich folgendes Problem:

Nach Füllung der in einer Aufnahmevorrichtung am Schraubverschluß gehaltenen kopfstehenden Tuben vom im Fertigungszustande flachen Ende her wird dieses durch Breitdrücken und Einrollen von der Maschine verschlossen. Durch ungenügende Aufmerksamkeit beim Aufsetzen der leeren Tuben auf die Maschine und durch Erschütterungen bei den verschiedenen Arbeitsgängen kann die Beschriftung der Tube in eine falsche Lage zur Verschlußvorrichtung geraten. Dann sitzt die Schrift nicht richtig auf den flachen Seiten der Tube, was sehr unschön wirkt. Die nachstehend beschriebene Fotozellensteuerung schafft hier Abhilfe. Die Tuben rotieren mit ihrer Aufnahmevorrichtung während des Füllvorganges langsam um ihre Längsachse, bis durch einen Bremsmagneten die Drehbewegung für die Dauer des Verschließens unterbrochen wird. Der Stromstoß für den Bremsmagneten wird durch eine Fotozellensteuerung in dem Moment gegeben, in dem eine am Umfang der Tube angebrachte Marke die Belichtung der Zelle ändert.

Zu diesem Zweck wird der Faden einer Beleuchtungslampe durch eine Linse auf dem mit einer dunklen Marke bedruckten Rand der Tube abgebildet. Die Marke steht in einer bestimmten Stellung zur Beschriftung. Der auf der Tube entstehende Lichtfleck wird durch ein weiteres Linsensystem auf die Katode einer Fotozelle geworfen. Dieser Teil der Einrichtung ist in einem geeigneten Gehäuse auf der Maschine montiert und durch ein abgeschirmtes Kabel mit dem gesondert untergebrachten Steuerverstärker verbunden (siehe *Abb. 1-12*).

Wenn die Marke in den Lichtfleck auf dem Tubenrand rückt, wird das auf die Fotozelle reflektierte Licht geschwächt. Es entsteht hierdurch ein negativer Impuls am Steuergitter der Verstärkerpentode E 80 F.  $C_2$  bildet mit  $R_4$ ,  $R_5$  und  $C_3$  einen Bandpaß, der die in seinem Bereich liegenden Oberflächen der Impulse durchläßt, aber die Grundfrequenz der Drehung, die auch bei Exzentrizität der Hülse erscheinen würde, und die höheren Frequenzen von möglicherweise auftretenden Störspannungen abschwächt.

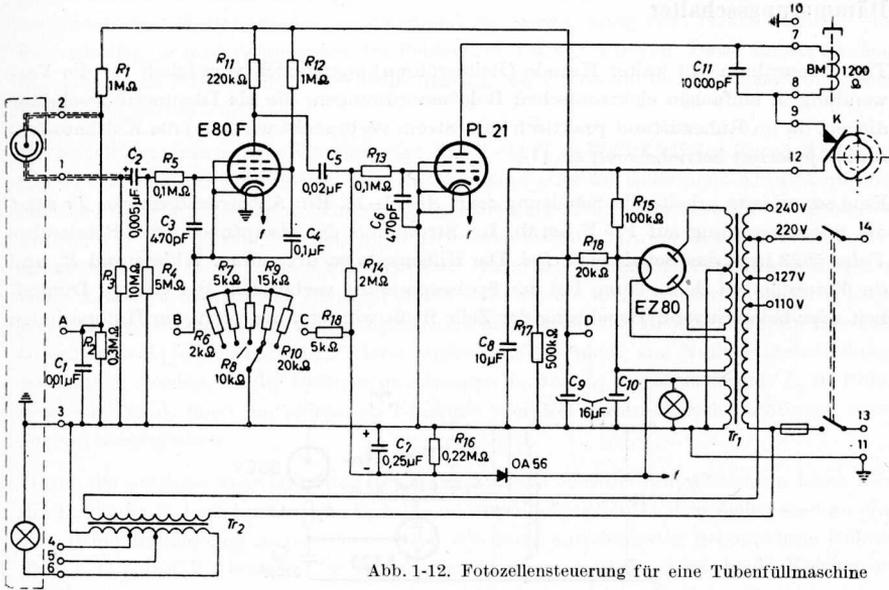


Abb. 1-12. Fotozellensteuerung für eine Tubenfüllmaschine

Durch den negativen Impuls am Gitter der  $E\ 80\ F$  entsteht ein positiver Impuls an deren Anode, der über  $C_5$  und  $R_{13}$  an das Gitter des Thyatrones  $PL\ 21$  gegeben wird und es zündet. Das Gitter hat eine negative Grundvorspannung, die mit einer Germaniumdiode  $OA\ 56$  erzeugt wird. Die Größe des positiven Zündimpulses kann durch Regelung der Verstärkung der  $E\ 80\ F$  mittels verschiedener Katodenwiderstände  $R_6 \dots R_{10}$  eingestellt werden.

Hat das Thyatron gezündet, so entlädt sich der Kondensator  $C_8$  über den Bremsmagneten  $BM$  und bringt ihn kurzzeitig zum Ansprechen. Dadurch wird die Drehbewegung der Tube unterbrochen und der Schließvorgang ausgelöst. Eine an der Maschine angebrachte Nocke öffnet dann den Schalter  $K$ , so daß das Thyatron erlischt und  $C_8$  über  $R_{15}$  wieder auf die vom Gleichrichter  $EZ\ 80$  erzeugte Spannung aufgeladen wird.

Während der Öffnungszeit von  $K$  wird die fertige Tube entfernt und eine leere an ihre Stelle gebracht, worauf der Arbeitsgang aufs neue beginnen kann.

Die Punkte  $A, B, C, D$  sind Meßbuchsen für die Wartung.

## Dämmerungsschalter

Thyratronröhren mit kalter Katode (Relaisröhren) eignen sich vorzüglich für die Verwendung in einfachen elektronischen Relaisanordnungen, die als Dämmerungsschalter dienen, da im Ruhezustand praktisch kein Strom verbraucht wird und die Kaltkatodenröhren jederzeit betriebsbereit sind<sup>2)</sup>.

Eine zuverlässig arbeitende Schaltung zeigt *Abb. 1-13*. Ein Autotransformator *Tr* setzt die Speisespannung auf 115 V herab. Im Stromkreis der Hauptanode der Relaisröhre *Valvo 5823* liegt das Schaltrelais *Rel*. Die Hilfsanode ist über einen Widerstand  $R_2$  und die Fozelle mit dem oberen Pol der Speisespannung verbunden. Bei völliger Dunkelheit oder bei geringerer Belichtung der Zelle fließt während der positiven Halbperioden

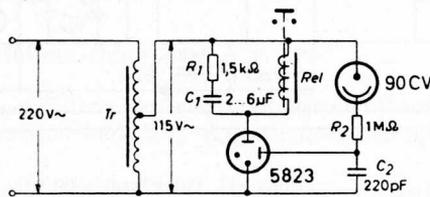


Abb. 1-13  
Dämmerungsschalter mit Kaltkatodenröhre

der Wechselspannung ein nur schwacher Strom über die Hilfsanode, der zur Zündung der Hauptentladung nicht ausreichend ist. Erst bei stärkerem Lichteinfall tritt die Zündung ein, und das Relais wird betätigt. Durch die Parallelschaltung der Kapazität  $C_2$  zur Katoden-Hilfsanodenstrecke wird die zur Zündung erforderliche Spannung an der Hauptanode bei einem bestimmten Hilfsanodenstrom wesentlich herabgesetzt.

## Seitensteuergerät

Aufgabe eines Seitensteuergerätes ist es, die genaue Bahnführung von Materialien bei Transport- und Aufwickelvorgängen durch lichtelektrische Abtastung der Materialkante zu ermöglichen.

Die Abtastung der Materialkante kann entweder durch einen Gabelkopf erfolgen, der seitlich über die Materialkante gesteckt wird, so daß das Material den Lichtstrahl teilweise (etwa zur Hälfte) unterbricht, oder aber auch im Reflexionsverfahren, wobei ein Reflexionsabstastkopf eine aufgedruckte Linie innerhalb der Materialbahn beobachtet.

<sup>2)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK, 1.8, Seite 93

Abweichungen der Bahnführung von der vorschriftsmäßigen Nulllinie zeigt ein Kontrollinstrument an. Weiter werden entsprechend der Abweichung zwei Relais betätigt, die wechselseitig, je nach Vorzeichen des Fehlers, in Tätigkeit treten. Diese Relais können Steuermotoren oder sonstige Rückführungsaggregate einschalten, mit denen die Bahn wieder eingesteuert wird.

Die Schaltung eines solchen Gerätes zeigt *Abb. 1-14* (Typ D-St 17 E der *Durag-Apparatebau GmbH*, Hamburg-Niendorf). Die im Gabelkopf oder im Reflexions-Abtastkopf enthaltene Fozozelle ( $F_2$  beziehungsweise  $F_3$ ) liegt mit einer zweiten, im Gerät fest eingebauten Fozozelle ( $F_1$ ) in je einem Zweig einer Brückenschaltung. Durch diese Anordnung erreicht man eine Reihe wesentlicher Vorteile. Natürliche Alterungserscheinungen, denen beide Zellen in weitgehend gleichem Maße unterworfen sind, werden selbsttätig kompensiert. Ferner bietet die Zwischenschaltung einer variablen Blende zwischen Beleuchtungslampe  $L_1$  und Fozozelle  $F_1$  eine einfache Möglichkeit zur Nullpunkteinstellung. Schließlich werden, da die Beleuchtungslampen  $L_1$  und  $L_2$  beziehungsweise  $L_3$  in Reihe geschaltet sind, auch die störenden Einflüsse von Netzspannungsschwankungen weitgehend ausgeglichen.

Durch die seitliche Auswanderung der Materialkante oder der aufgedruckten Linie wird die Fozozelle  $F_2$  beziehungsweise  $F_3$  mehr oder weniger belichtet. Die Zellen sind an eine Art Brückenschaltung angeschlossen, die aus zwei katodenseitig gekoppelten Röhren E 80 F ( $V_1$  und  $V_2$ ) besteht. Im Gleichgewichtszustand fließt durch beide Röhren der gleiche Strom, und das Anzeigeelement  $M$  befindet sich in Nulllage. Steigt nun zum Beispiel das Steuergitterpotential von  $V_1$ , so sinkt das Anodenpotential, während der Spannungsabfall an  $R_7$  größer wird und  $M$  einen Ausschlag anzeigt. Da ein Teil des erhöhten Anodenstroms von  $V_1$  auch durch  $R_{10}$  fließt, wird die Gitterspannung von  $V_2$  negativer, und das Potential ihrer Anode steigt. Die Potentialänderungen der Anoden von  $V_1$  und  $V_2$  sind also gegensinnig und werden zur Aussteuerung der beiden Endstufen  $V_3$  und  $V_4$  benutzt, in deren Anodenstromkreisen die Relais  $Rel_1$  und  $Rel_2$  liegen. Durch eine wechselseitige Verriegelungsschaltung ist dafür Sorge getragen, daß jeweils nur ein Relais arbeiten kann. Die Schaltkontakte dieser Relais betätigen einmal je eine grüne oder rote Anzeigelampe (in Übereinstimmung mit der Farbe des Skalenfeldes, in das der Zeiger von  $M$  ausgewandert ist), und zum anderen können über je einen getrennt herausgeführten Arbeitskontakt Motoren oder andere Aggregate eingeschaltet werden, die eine Rückführung der Materialbahn in die vorgeschriebene Bahnführung einleiten.

Die Toleranz der zulässigen Auswanderung ist durch Veränderung der Größe der negativen Gittervorspannung von  $V_3$  und  $V_4$  mit  $R_{14}$  einstellbar. Um bei Beginn eines neuen Arbeitsvorganges die Anlage einrichten zu können, wird der Schalter  $S_3$  umgelegt. Dadurch wird die Fozozellensteuerung außer Funktion gesetzt, und die Relais können durch die Einstelltasten  $S_4$ ,  $S_5$  von Hand betätigt werden.

Um das Anzeigeelement während des Betriebes zu entlasten, kann es durch Schließen des Schalters  $S_2$  überbrückt werden.

Die Vorder- und Chassisansicht des beschriebenen Gerätes ist in *Abb. 1-15* wiedergegeben.

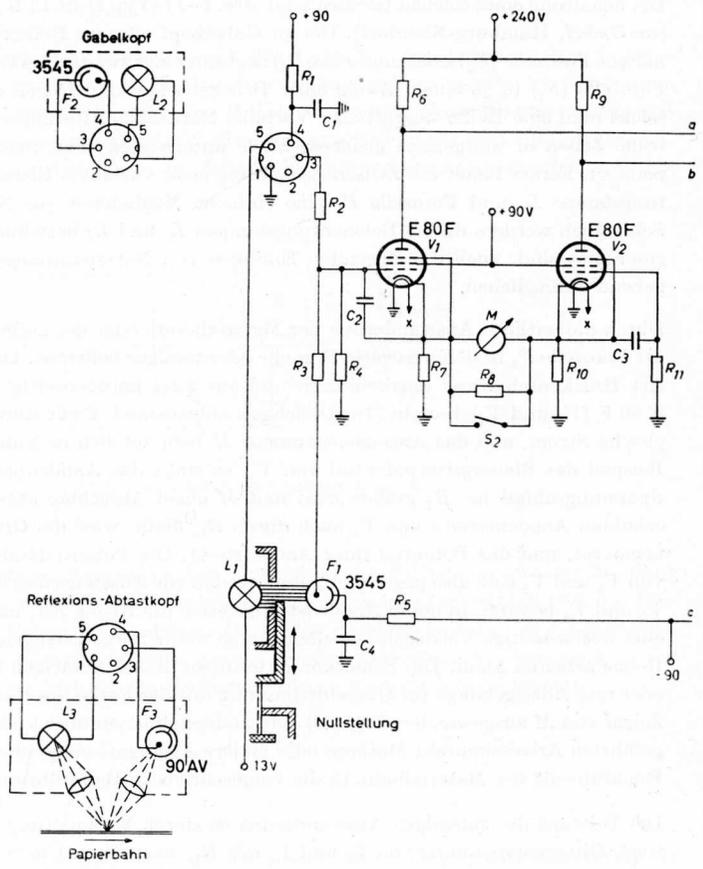
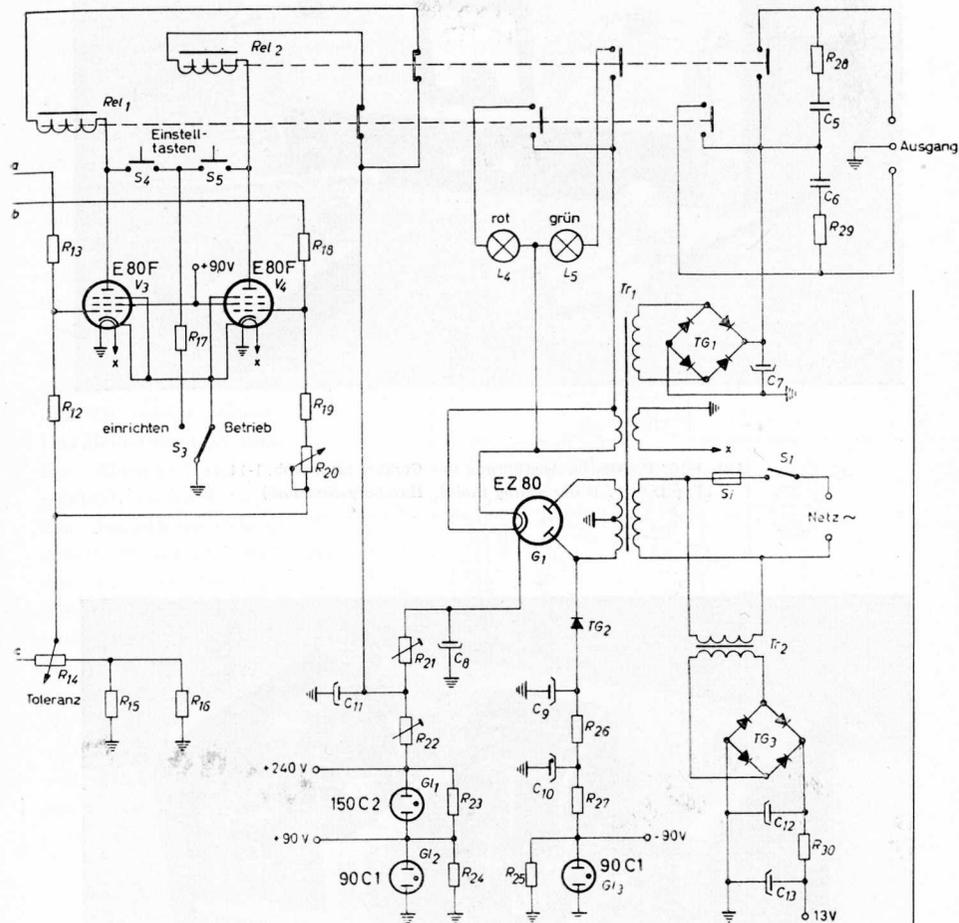


Abb. 1-14. Fotoelektrisches Seitensteuergerät



zur Bahnführung von Materialien

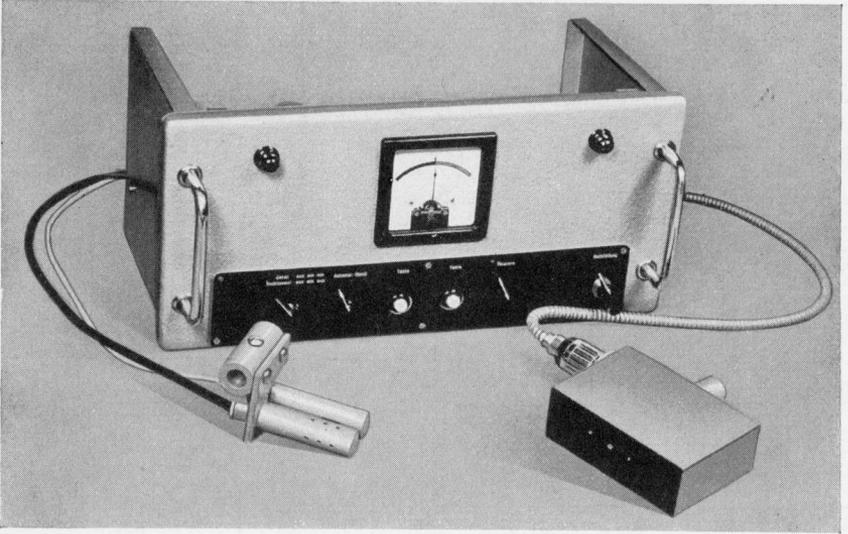
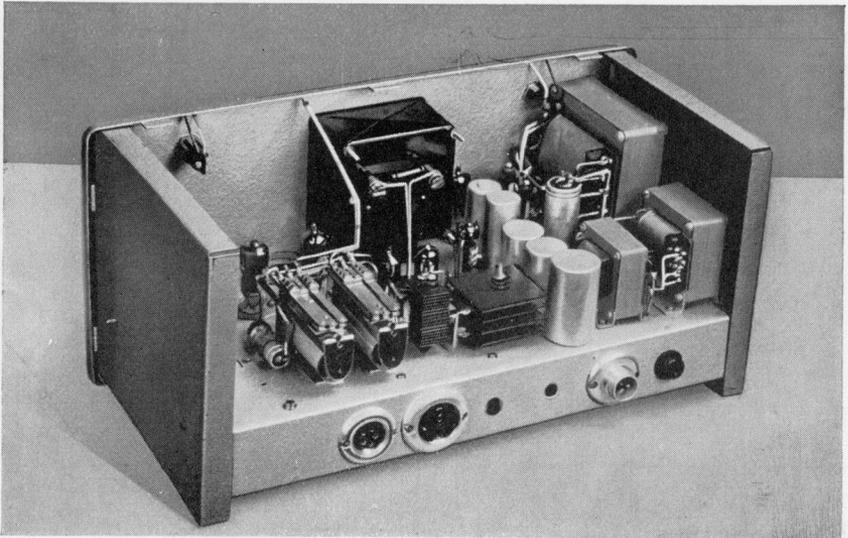


Abb. 1-15. Praktische Ausführung des Gerätes nach Abb. 1-14  
(Typ D-St 17 E der *Durag GmbH*, Hamburg-Niendorf)



## Rauchmeldegerät

In Lagerhäusern, Fabrikräumen, chemischen Labors und so weiter wird häufig eine automatische Rauchmeldeanlage zur rechtzeitigen Meldung von etwaigen Brandherden benötigt. Aber auch in Industriebetrieben oder Öfen auf ihren Gehalt an unvollständig verbrannten Bestandteilen laufend zu überwachen, um eine möglichst rationelle Betriebsweise zu erzielen. Beide Aufgaben lassen sich mit einem Gerät lösen, dessen Schaltung Abb. 1-16 zeigt. Das Thyatron  $T'$  wird mit Wechselspannung betrieben; in seinem Anodenstromkreis liegt das Relais  $Rel.$  Nach dem Ablauf der Anheizzeit wird Schalter  $S$  geschlossen. Die Katode der Thyatronröhre ist mit dem Abgriff des aus  $R_4$  und  $R_7$  bestehenden Spannungsteilers verbunden. Da das Steuergitter über  $R_6$  mit dem unteren Pol der Speisespannung verbunden ist, erhält es in jeder positiven Halbperiode eine negative Spannung. Falls jedoch die Fozelle  $F$  genügend stark beleuchtet ist, wird die Gitterspannung während jeder positiven Halbperiode gleichfalls positiv, und das Thyatron zündet. Das Relais zieht an, und der Alarmkontakt ist geöffnet. Sobald jetzt die Rauchentwicklung derart zunimmt, daß das auf die Fozelle fallende Licht der Beleuchtungslampe  $L_3$  hierdurch geschwächt wird, löscht das Thyatron, das Relais fällt ab, und der Alarmkontakt schließt sich. Die Lampen  $L_1$  und  $L_2$  zeigen den jeweiligen Zustand an.

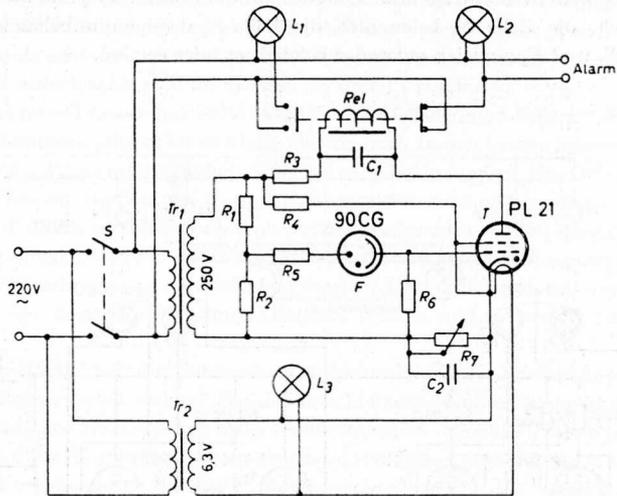


Abb. 1-16. Schaltung eines Rauchmeldegerätes

## Stückliste zur Schaltung nach Abb. 1-16

$R_1 = 1 \text{ M}\Omega \text{ 1 W}$	$R_7 = 4 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$
$R_2 = 0,4 \text{ M}\Omega \text{ 1 W}$	$C_1 = 0,5 \mu\text{F}$
$R_3 = 2 \text{ k}\Omega \text{ 2 W}$	$C_2 = 0,5 \mu\text{F}$
$R_4 = 40 \text{ k}\Omega \text{ 5 W}$	$Rel = \text{Relais, 7,6 k}\Omega$
$R_5 = 1 \text{ M}\Omega \text{ 1 W}$	$L_1, L_2 = \text{Signallampen, 220 V}$
$R_6 = 1 \text{ M}\Omega \text{ 1 W}$	$L_3 = \text{Beleuchtungslampe, 6,3 V 4 A}$

Die Schaltung ist so entworfen, daß bei etwaigem Ausfall der Fozelle oder des Thyatrons in jedem Falle Alarm ausgelöst wird.

### Einrichtung zur Längenabtastung von Werkstücken [17]

Gelegentlich tritt das Problem auf, Werkstücke mit unterschiedlicher Länge, die auf einem Transportband laufend herangeführt werden, so zu sortieren, daß nur die innerhalb eines bestimmten Längentoleranzbereichs liegenden Stücke zur weiteren Verarbeitung gelangen, kürzere und längere Stücke dagegen ausgeschieden werden. Eine verhältnismäßig einfache Lösung dieser Aufgabe ist durch fotoelektrische Abtastung der Werkstücke möglich, wie dies in *Abb. 1-17* gezeigt ist. Am Transportband sind an geeigneter Stelle vier Fotозellen  $F_1 \dots F_4$  mit Beleuchtungslampen  $L_1 \dots L_4$  so angeordnet, daß das vorbeigeführte Werkstück nacheinander die Strahlengänge unterbricht. Der Abstand der Strahlengänge von  $L_1$  und  $L_2$  beziehungsweise von  $L_3$  und  $L_4$  entspricht der halben zugestandenen Längentoleranz der Werkstücke. Bei sehr kleinen Toleranzen verwendet man zweckmäßigerweise nur jeweils eine Lichtquelle mit geeigneter Optik und teilt den Strahlengang. Wenn die Länge des Werkstückes den Anforderungen entspricht, so wird in dem Augenblick, da der auf die Fotозelle  $L_3$  fallende Lichtstrahl unterbrochen ist, die Zelle  $F_1$  beleuchtet, die Zelle  $F_2$  dagegen unbeleuchtet sein. Andernfalls sind  $F_1$  und  $F_2$  zugleich entweder beleuchtet oder dunkel.

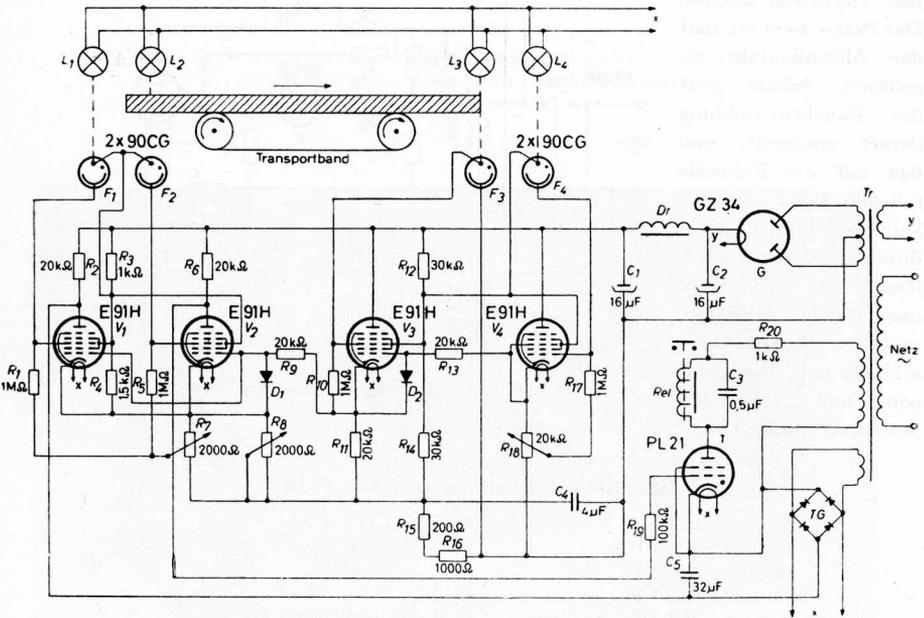


Abb. 1-17. Fotoelektrische Längenabtastung von Werkstücken

Die Eigenart der Schaltung macht die Verwendung von Verstärker-Heptoden erforderlich, bei denen die Steuerung des Anodenstroms über zwei voneinander unabhängige Gitter ( $g_1$  und  $g_3$ ) erfolgen kann. Eine solche Röhre in Langlebensdauerausführung steht seit kurzem in dem Typ *Valvo E 91 H* zur Verfügung.

Die Fotozelle  $F_3$  ist derart mit dem dritten Gitter der Verstärkerröhre  $V_3$  verbunden, daß diese Röhre bei beleuchteter Zelle gesperrt und bei unbeleuchteter Zelle stromleitend ist. An  $R_{11}$  entsteht somit bei unbeleuchteter Zelle ein Spannungsabfall.

Die Fotozellen  $F_1$  und  $F_2$  sind so geschaltet, daß die angeschlossenen Verstärkerröhren  $V_1$  und  $V_2$  eine weniger negative Spannung am dritten Gitter erhalten, wenn die Zellen beleuchtet werden. Ob dann Anodenstrom fließt, hängt davon ab, welche Spannung am ersten Gitter der Röhren herrscht. Diese Spannung ist normalerweise negativ, da die Katoden von  $V_1$ ,  $V_2$  mit einem Abgriff der aus den Widerständen  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_7$  und  $R_8$  bestehenden Spannungsteilerkette verbunden sind und infolgedessen auf positivem Potential liegen. Nur wenn die Röhre  $V_3$  Strom führt, steigt das Potential des ersten Gitters von  $V_1$  und  $V_2$  auf die Höhe des Katodenpotentials, und das Fließen von Anodenstrom wird möglich. Eine Kristalldiode  $D_1$  sorgt dafür, daß die Spannung an  $g_1$  nicht positiv werden kann. Solange also die vordere Kante des Werkstückes den auf  $F_3$  fallenden Lichtstrahl noch nicht unterbricht, sind die Röhren  $V_1$  und  $V_2$  blockiert.

Bei der Sortierung der Werkstücke sind drei Fälle möglich: Das Längenmaß liegt innerhalb der vorgegebenen Toleranzen, oder es ist zu klein oder zu groß. In den beiden letzten Fällen sind die Fotozellen  $F_1$ ,  $F_2$  entweder beide beleuchtet oder beide dunkel. Die Differenzspannung, die an den beiden Anoden von  $V_1$  und  $V_2$  abgegriffen wird und zur Steuerung der Thyatronröhre  $T$  dient, ist dann Null. Nur wenn  $F_1$  beleuchtet und  $F_2$  dunkel ist, nimmt die Spannung einen positiven Wert an. Das Thyatron, das eine negative Gittervorspannung durch Gleichrichtung der Heizspannung erhält, zündet sodann, und über das Relais *Rel* wird der Sortiermechanismus (Falltür, Weiche und so weiter) betätigt.

Es bestünde nun noch eine Möglichkeit der Fehlsortierung dadurch, daß die Vorderkante eines zu langen Werkstückes zunächst den auf  $F_3$  fallenden Lichtstrahl unterbricht und etwas später die Hinterkante des Werkstückes beim Weitertransport das auf  $F_1$  fallende Licht wieder freigibt. Um diese Möglichkeit auszuschließen, muß man dafür Sorge tragen, daß sofort nach der Unterbrechung des auf  $F_3$  fallenden Lichtstrahls die Röhre  $V_3$  wieder in den gesperrten Zustand überführt wird. Für diesen Zweck sind Fotozelle  $F_4$  und Röhre  $V_4$  vorgesehen. Wenn die Vorderkante des Werkstückes beim Weitertransport den auf  $F_4$  fallenden Lichtstrahl unterbricht, wird  $V_4$  nahezu gesperrt. Damit sinkt die an  $R_{18}$  stehende Spannung, und das erste Gitter der Röhre  $V_3$ , das bisher Katodenpotential hatte, wird negativ. Als Folge davon werden auch die Röhren  $V_1$  und  $V_2$  gesperrt, und die Auslösung des Sortiermechanismus ist nicht mehr möglich.

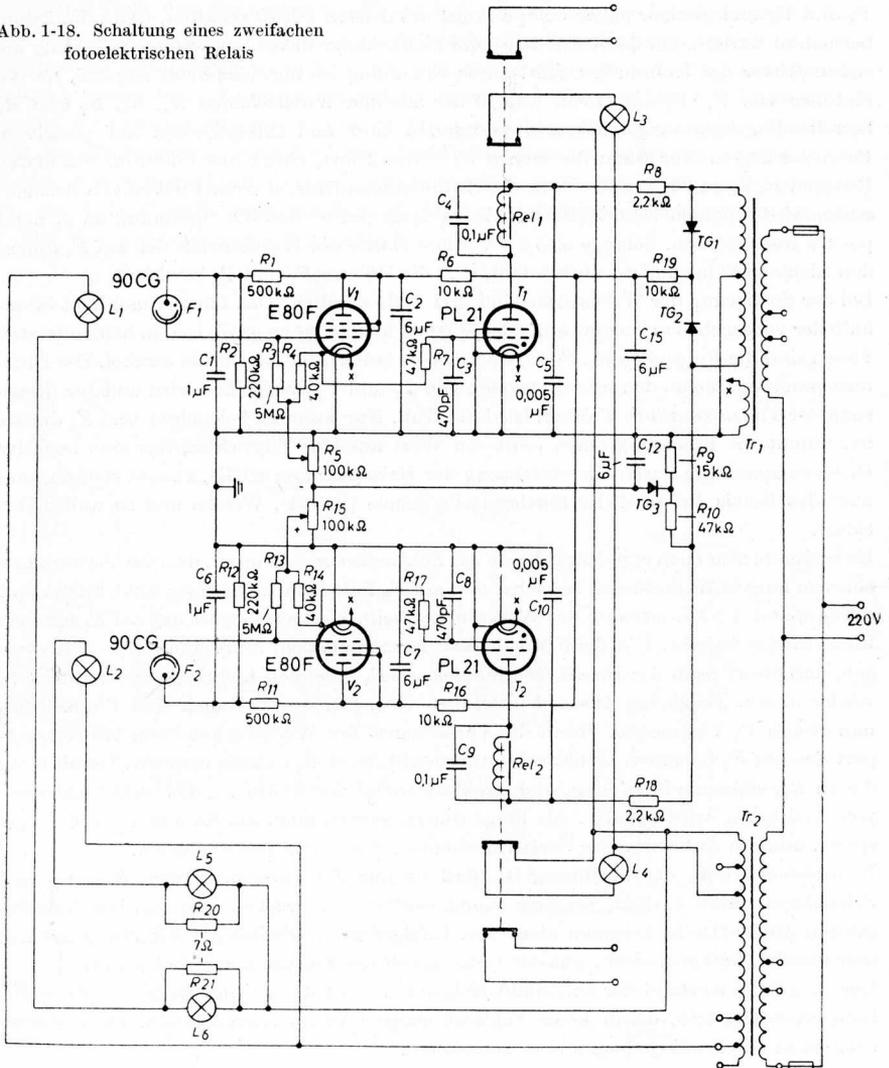
Bemerkenswert an der Schaltung ist, daß sie nur die unvermeidlichen Röhren- und Schaltkapazitäten enthält, sonstige Kondensatoren (abgesehen von den Siebkondensatoren des Netzteils) kommen nicht vor. Infolgedessen arbeitet die Schaltung mit nur sehr kleinen Zeitkonstanten, was der Genauigkeit der Funktion zugute kommt.

Der räumliche Abstand der aufeinanderfolgenden Werkstücke muß größer als die halbe Längentoleranz sein, damit keine Fehlsortierungen vorkommen können. Diese Forderung ist in der Praxis jedoch immer zu erfüllen.

## Zweifaches fotoelektrisches Relais [43]

Für eine Blechbearbeitungsmaschine wurde ein fotoelektrisches Relais entwickelt, das bestimmte Vorgänge auslöst, sobald eine Blechtafel einen auf eine Fozelle fallenden Lichtstrahl unterbricht. Da die Maschine gleichzeitig zwei Blechtafeln bearbeitet, ist das Relais zweifach ausgeführt. Die Schaltung zeigt Abb. 1-18. Da beide Hälften identisch aufgebaut sind, genügt es, zum Beispiel nur die obere zu betrachten. Ein Lichtstrahl

Abb. 1-18. Schaltung eines zweifachen fotoelektrischen Relais



fällt von der Lampe  $L_1$  auf die Katode der Fotozelle  $F_1$ . Der an  $R_3$  entstehende Spannungsabfall erteilt dem Steuergitter der als Triode geschalteten Röhre  $V_1$  ein solches Potential, daß Anodenstrom fließt.  $V_1$  ist als Katodenverstärker geschaltet, um günstige Anpassungsverhältnisse zwischen Fotozelle und Thyatronröhre  $T_1$  zu schaffen, da eine direkte Aufschaltung des hochohmigen Fotozellenstromkreises auf den Thyatroneingang unter Umständen zu einem nicht genügend stabilen Zustand der Anordnung führen kann. Falls  $V_1$  stromleitend ist, nimmt die Katode ein positives Potential von solcher Größe an, daß die an  $R_5$  abgegriffene negative Vorspannung kompensiert wird, und das Thyatron  $T_1$  zündet. Wenn nun eine Blechtafel den Lichtstrahl unterbricht, wird  $V_1$  nahezu stromlos, und  $T_1$  sperrt. Über die Kontakte von  $Rel_1$  können dann die gewünschten Vorgänge eingeleitet und gesteuert werden. Die Kontaktstellung von  $Rel_1$  wird durch eine Kontrollampe  $L_3$  angezeigt. Eine weitere Kontrollampe  $L_6$  liegt in einem Teilstromkreis der Beleuchtungslampe  $L_1$ .

Die gesamte Leistungsaufnahme der Schaltung ist rund 50 W.

### Fotoelektrische Sortiereinrichtung [44]

Bei der Herstellung von Streichholzschachteln wird Wert darauf gelegt, daß nur einwandfreie Holzfurnierstücke ohne Astlöcher oder eingeschlossenes Astmaterial zur Verarbeitung gelangen. Das Schema einer fotoelektrisch arbeitenden Anlage, die die Aus-sortierung fehlerhafter Furnierstücke selbsttätig bei einer Durchlaufgeschwindigkeit bis zu etwa 800 Stück je Minute durchführt, zeigt *Abb. 1–19*. Die Furniere liegen auf einem Transportband, das sie an der Abtastvorrichtung vorbeiführt. Die von einer Lampe ausgehenden Lichtstrahlen werden von dem Furnier reflektiert und fallen auf zwei Fotozellen  $F_1$  und  $F_2$ , wobei durch geeignete Abschirmwände aus Blech dafür gesorgt ist, daß  $F_1$  das von der linken Furnierhälfte und  $F_2$  das von der rechten Furnierhälfte reflektierte Licht empfangen. Bei einem fehlerfreien Furnierstück werden daher die beiden Fotozellen gleich stark beleuchtet, während bei einer einseitigen Verfärbung, einem Astloch oder dergleichen, eine der beiden Zellen weniger Licht erhält als die andere. Lediglich bei Eintreten des Falles, daß ein Fehler in genau symmetrischer Lage zur Mittellinie in der Längsrichtung des Furnierstückes auftritt, oder zwei genau gleiche Fehlerstellen auf beiden Furnierhälften vorhanden sind, würde das auf die Fotozellen fallende Licht ebenfalls gleich sein und keine Anzeige stattfinden. Da dieser Fall jedoch bei vielen tausend Furnierstücken vielleicht ein einziges Mal vorkommt, kann eine Fehl-anzeige hierbei in Kauf genommen werden.

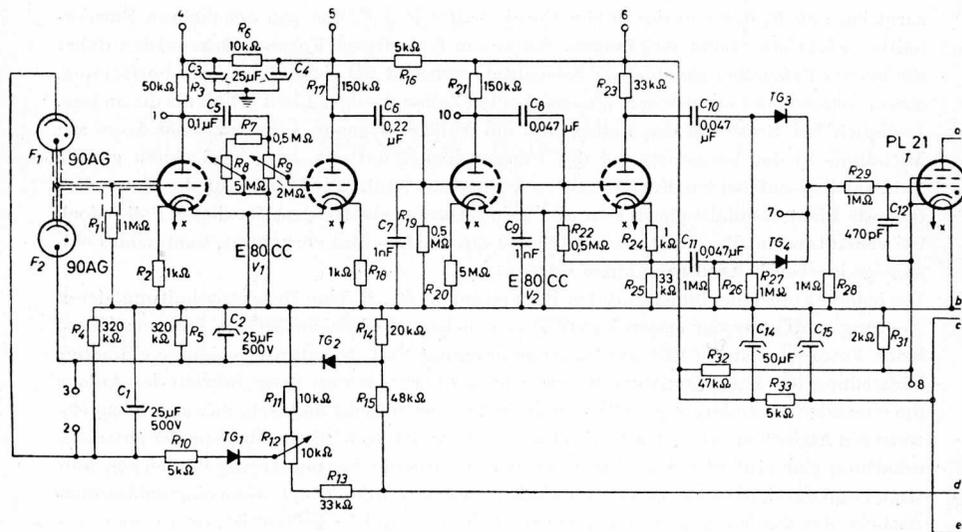
Die beiden Fotozellen bilden mit den Widerständen  $R_4$ ,  $R_5$  eine Brückenschaltung, deren Ausgang am Gitter der ersten Verstärkertriode liegt. Bei gleichmäßigem Lichteinfall auf beide Fotozellen ist die Brückenausgangsspannung Null, was durch geeignete einmalige Einstellung des Potentiometers  $R_{12}$  erreicht wird. Erhält nun beim Betrieb der Anlage die eine oder die andere Fotozelle weniger reflektiertes Licht dadurch, daß sich beispielsweise ein Astloch auf einer Hälfte des Furniers befindet, so wird am Ausgang der Brückenschaltung eine stufenförmige Spannung mit positivem oder negativem Vorzeichen auftreten und durch die erste Verstärkertriode verstärkt werden. Auch wenn eingeschlossenes Astholz, das durch den größeren Harzgehalt immer dunkler gefärbt ist, im Furnier ent-

halten ist, wird durch den Farbunterschied eine Spannung der genannten Form hervorgerufen. Eine entsprechende Spannungstufe tritt mit umgekehrtem Vorzeichen auch am Ende der Fehlerstelle auf, doch ist dies, wie aus dem Nachfolgenden hervorgeht, für die Funktion der Anlage bedeutungslos.

Die an der Anode der ersten Verstärkerstufe erscheinende stufenförmige Spannung wird durch das RC-Glied  $C_5, R_9$  differenziert, so daß ein steiler (positiver oder negativer) Spannungsimpuls an das Gitter der zweiten Triode gelangt. Die Größe der Zeitkonstanten des Differenziergliedes kann durch  $R_8$  nach den Betriebserfordernissen eingestellt werden. Der Impuls wird in einer weiteren Stufe nochmals verstärkt und dem vierten Triodensystem zugeführt, das als Phasenumkehrstufe geschaltet ist. Gleichgültig, ob die eingangsseitige Stufenspannung positives oder negatives Vorzeichen besaß: es wird entweder an  $R_{23}$  oder an  $R_{25}$  ein positiver Spannungsimpuls auftreten, der über den Trockengleichrichter  $TG_3$  oder  $TG_4$  an das Steuergitter des Thyratrons  $T$  gelangt und dieses zündet.

Mit dem Transportband sind drei Nockenscheiben *I, II, III* mechanisch gekuppelt, die drei Mikroschalter  $M_1, M_2, M_3$  betätigen. Ehe ein Furnierstück unter die fotoelektrische Abtastvorrichtung gerät, wird durch  $M_2$  der Anodenstromkreis des Thyratrons kurzzeitig unterbrochen, so daß es gelöscht ist. Nunmehr tritt das Furnierstück unter die Abtastvorrichtung; ist eine Fehlerstelle vorhanden, so zündet das Thyratron, und das

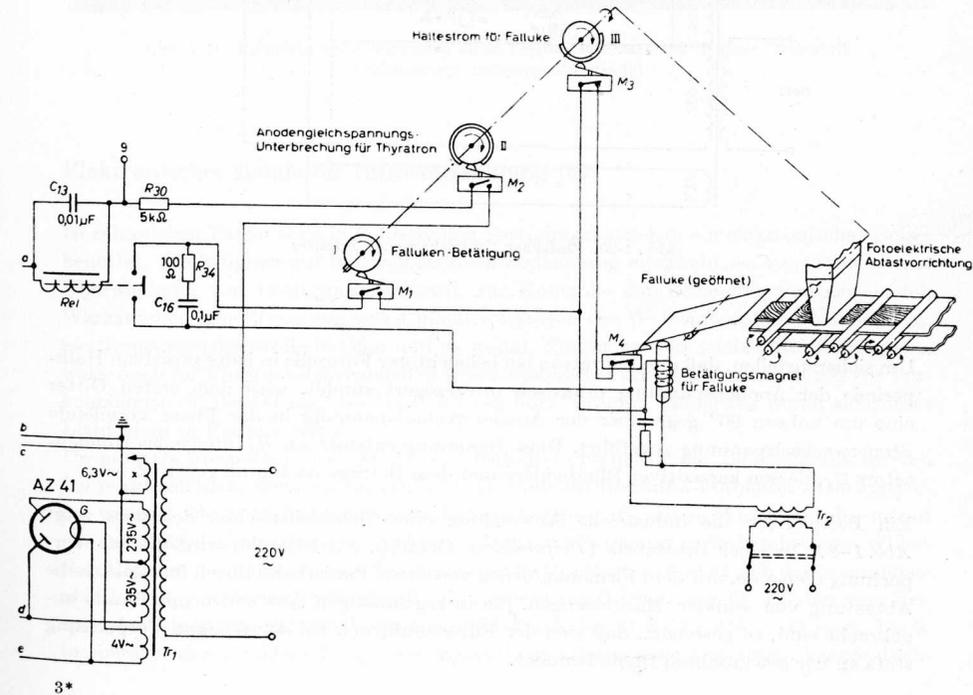
Abb. 1-19. Fotozellensteuerung zur Sortierung von Furnierstücken



Relais *Rel* zieht an. Nachdem das Furnierstück die Abtastvorrichtung passiert hat, wird  $M_1$  kurzzeitig geschlossen. Damit bekommt der Betätigungsmagnet für die Fallluke Strom und zieht an. Über den Schalter  $M_4$  hält sich der Betätigungsmagnet so lange, bis das fehlerhafte Furnier in der Fallluke verschwunden ist und der Schalter  $M_3$  den Stromkreis des Betätigungsmagneten wieder unterbricht. Der Schalter  $M_1$  gibt also nur einen kurzzeitigen Auslöseimpuls. Unmittelbar danach unterbricht  $M_2$  wieder für einen Augenblick den Anodenstromkreis des Thyratrons, so daß dieses löscht, worauf das nächste Furnierstück unter die Abtastvorrichtung tritt. Ist es fehlerfrei, bleibt  $T$  gelöscht. Nachdem das Furnierstück die Abtastvorrichtung passiert hat, gibt  $M_1$  wieder einen Auslöseimpuls, der jedoch dieses Mal ohne weitere Wirkung bleibt. Die Fallluke bleibt geschlossen, und das Furnierstück gleitet darüber hinweg.

Die Empfindlichkeit des Verstärkers ist durch  $R_9$  einzustellen. Sie kann so hoch getrieben werden, daß bereits die Struktur des Holzes, also seine Maserung, Steuerimpulse liefert. Eine Fehlerfläche von etwa  $0,2 \text{ cm}^2$  genügt somit, um den Sortiermechanismus mit Sicherheit ansprechen zu lassen.

Das Gerät ist zum Anschluß an 220 V Wechselspannung dimensioniert, seine Leistungsaufnahme (ohne Betätigungsmagnet) ist nur etwa 15 W. Die Punkte 1...10 sind Meßbuchsen für die Instandhaltung der Anlage.



## Einfacher lichtelektrischer Schalter

Die Schaltung eines sehr einfachen, doch zuverlässig arbeitenden lichtelektrischen Schalters gibt *Abb. 1-20* wieder. Die Fozelle 90 CG wird mit Gleichspannung betrieben, die an dem Widerstand  $R_1$  abfällt. Das Thyatron PL 21 liegt über dem Relais *Rel* an einer Wechselspannung von 300 V. Dem zweiten Gitter wird eine mit  $R_3$  einstellbare negative Vorspannung zugeführt, so daß die Röhre bei unbeleuchteter Fozelle gelöscht ist. Fällt jedoch Licht auf die Zelle, so entsteht an  $R_4$  ein positiver Spannungsabfall, der die negative Vorspannung kompensiert und die Zündung des Thyatrons bewirkt.

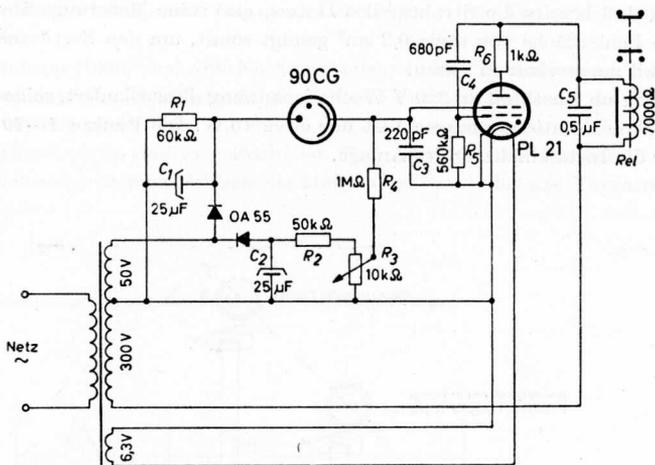


Abb. 1-20. Einfacher lichtelektrischer Schalter

Um sicherzustellen, daß das Thyatron bei beleuchteter Fozelle in jeder positiven Halbperiode der Anodenspannung praktisch unverzögert zündet, wird dem ersten Gitter eine um nahezu  $90^\circ$  gegenüber der Anodenwechselspannung in der Phase voreilende Steuerwechselspannung zugeführt. Diese Spannung entsteht an  $R_5$  infolge des Kondensators  $C_4$ , dessen kapazitiver Blindwiderstand dem Betrage nach groß gegen  $R_5$  ist.

Ein Beispiel für die industrielle Anwendung eines lichtelektrischen Schalters zeigt *Abb. 1-21*. In einer Brotfabrik (*Peijnenburg*, Geldrop, Niederlande) wird die zur Verpackung dienende, mit dem Firmenaufdruck versehene Papierbahn durch fotoelektrische Abtastung von dunklen Markierungen, die in regelmäßigen Abständen am Rande angebracht sind, so gesteuert, daß sich der Firmenaufdruck bei der fertigen Verpackung stets an der gewünschten Stelle befindet.

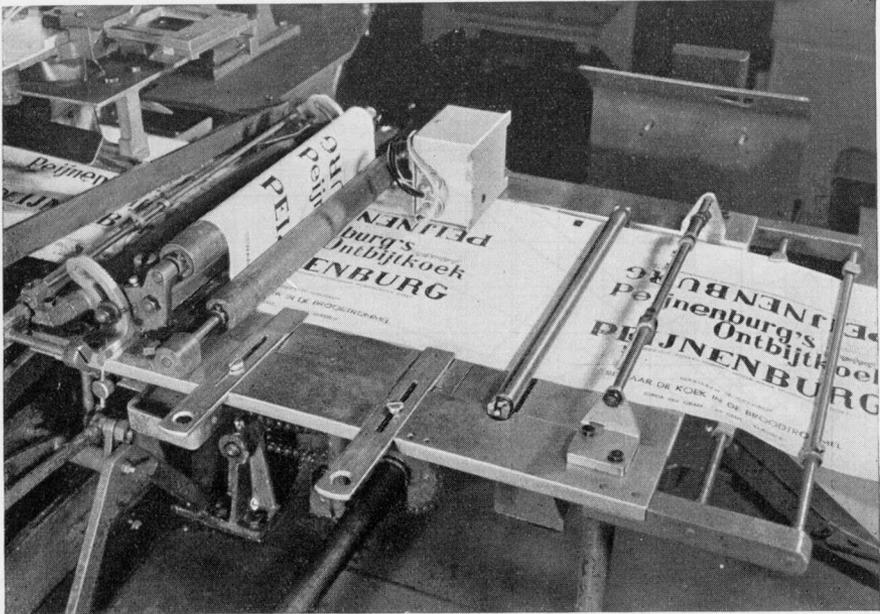


Abb. 1-21. Fotoelektrische Steuerung einer Verpackungsmaschine in einer Brotfabrik  
(Peijnenburg, Geldrop/Niederlande)

## Elektronisches Relais für Infrarotstrahlung [42]

In zahlreichen Fällen wird in industriellen Fertigungsbetrieben ein elektronisches Relais benötigt, das lediglich auf langwellige Infrarotstrahlung anspricht, so zum Beispiel zur Überwachung von Erhitzungsprozessen, zur Kontrolle der Bewegung von erwärmten Werkstücken, zur Steuerung von Umlenkvorgängen des Walzmaterials in Walzwerken, zur Temperaturkontrolle in Öfen und so weiter. Ferner hat ein solches Relais beispielsweise auch für Einbruchssicherungen in Geschäftshäusern oder für Einrichtungen zur Verkehrskontrolle Bedeutung, das heißt überall dort, wo eine Steuerung durch sichtbares Licht nicht in Frage kommt.

Da normale Fotozellen mit Cäsiumoxyd-Katoden oberhalb einer Lichtwellenlänge von  $1\ \mu$  praktisch nicht mehr zu verwenden sind, muß auf Bleisulfid-Fotoleiter zurückgegriffen werden. Dieses Halbleitermaterial hat die Eigenschaft, seinen Widerstand linear mit der auftreffenden Strahlung zu verändern. Wird der Fotoleiter in Serie mit einem Widerstand  $R_a$  von  $1 \dots 2\ M\Omega$  an eine Spannungsquelle  $U_b$  gelegt, so ändert sich der Spannungsabfall an  $R_a$  mit der auftreffenden Strahlungsleistung (Lichtstrom)  $\Phi$ , wie dies zum Beispiel das Diagramm für den Valvo-Bleisulfid-Fotoleiter 61 SV in Abb. 1-22 zeigt (Farbtemperatur des Strahlers  $T_f = 2700\ \text{°Kelvin}$ ). Der Bereich der spektralen Empfindlich-

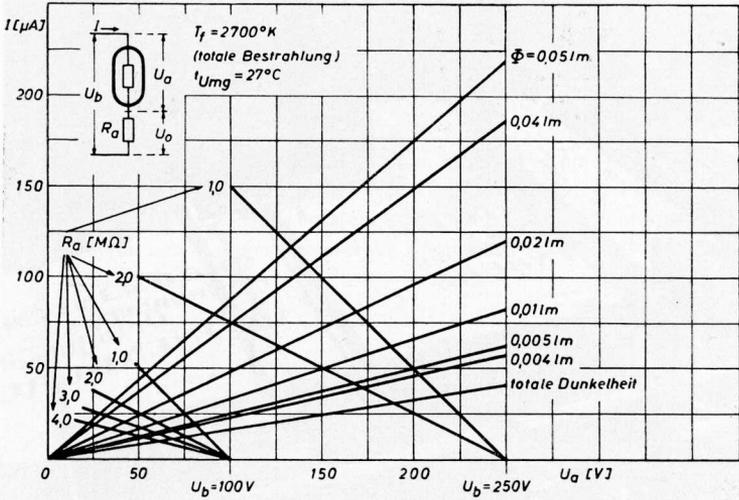


Abb. 1-22  
Strom-Spannungs-Diagramm des  
Valvo-Fotoleiters 61 SV

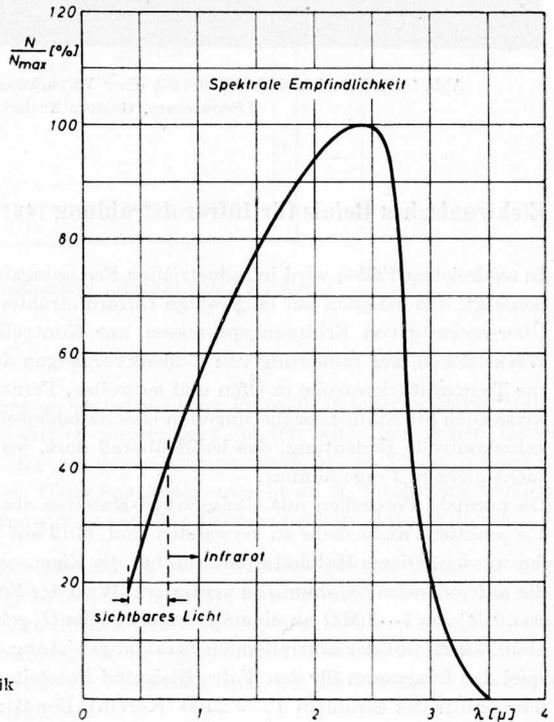
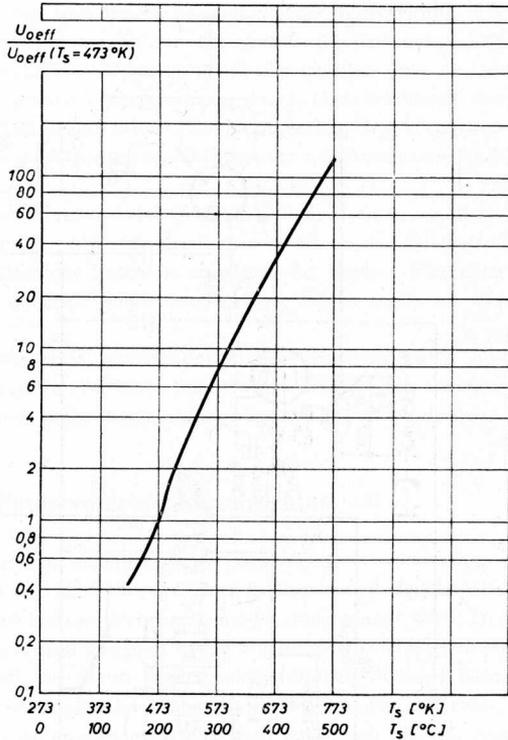


Abb. 1-23  
Spektrale Empfindlichkeits-Charakteristik  
des Fotoleiters 61 SV

Abb. 1-24

Relative Empfindlichkeit des Fotoleiters 61 SV als Funktion der Strahlertemperatur



keit dieses Fotoleiters geht von  $0,4 \dots 3 \mu$ , umfaßt somit auch einen Wellenbereich des sichtbaren Lichtes (Abb. 1-23). Das Maximum der Empfindlichkeit liegt bei  $2,5 \mu$ . Es ist daher zweckmäßig, die Empfindlichkeit auf die Strahlungsleistung eines schwarzen Körpers mit bestimmter Temperatur, zum Beispiel  $T_s = 200^\circ \text{C} = 473^\circ \text{Kelvin}$ , zu beziehen. Die Empfindlichkeit wächst stark mit der Temperatur des Strahlers, wie beispielsweise aus Abb. 1-24 hervorgeht.  $U_{oeff}$  ist hierbei der Effektivwert der Spannung  $U_0$  an einem bestimmten Serienwiderstand  $R_a$ .

Die Schaltung des elektronischen Relais ist in Abb. 1-25 wiedergegeben. Bei maximaler Verstärkung der E 80 CC (einstellbar durch den Stufenschalter S) erfolgt eine Betätigung des Relais bei Temperaturen von etwa  $390^\circ \text{C}$  bei einer Strahlungsfläche von  $25 \text{ mm } \varnothing$  und einem Abstand von rund  $0,3 \text{ m}$ . Bei etwa  $675^\circ \text{C}$  Strahlertemperatur kann dieser Abstand auf  $3,5 \text{ m}$  vergrößert werden. Dabei ist die Reaktionszeit kleiner als  $0,1 \text{ s}$ .

Die Arbeitsweise der Schaltung ist wie folgt: Der von der Lichtquelle  $L_a$  ausgehende Strahl wird durch die motorisch angetriebene Lochscheibe mit einer Frequenz von  $281 \text{ Hz}$  zerhackt und fällt auf den Fotoleiter. Die entstehenden Spannungsimpulse werden über  $C_1$  an das Gitter des linken Triodensystems der E 80 CC geführt. Beide Systeme

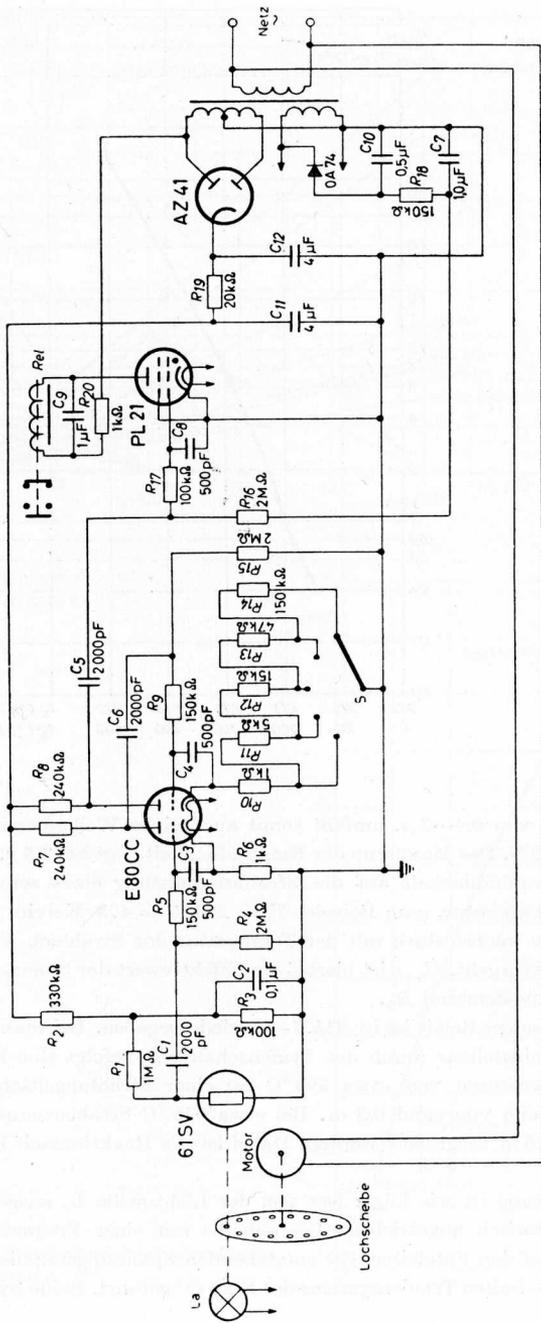


Abb. 1-25. Schaltung eines elektronischen Relais für Infrarot-Strahlung

dieser Röhre sind in Kaskade geschaltet und liefern insgesamt eine Verstärkung von 16...330, je nach Stellung des Stufenschalters  $S$  oder der Größe des Katodenwiderstandes des rechten Systems. Die verstärkten Spannungsimpulse werden dem ersten Gitter der PL 21 zugeführt, die eine negative Vorspannung durch Gleichrichtung der Heizspannung (6,3 V) mittels einer Kristalldiode erhält. Bei genügend großer Amplitude der Impulse zündet das Thyatron in jeder positiven Halbperiode der Anodenwechselspannung, und das Relais zieht an.

Durch Verwendung des Bleisulfid-Fotoleiters wird das Gerät in hohem Maße unempfindlich gegen den Einfluß von Tageslicht. Im übrigen kann ohne weiteres der Fotoleiter gegen eine normale blau- oder rotempfindliche Fozelle ausgetauscht werden. Natürlich liegen dann die spektralen Empfindlichkeitsverhältnisse anders. Änderungen an der Schaltung sind nicht erforderlich.

Da die Empfindlichkeit des Fotoleiters mit wachsender Umgebungstemperatur abnimmt, ist für den Fall, daß die Anlage in der Nähe stark wärmestrahrender Objekte zum Einsatz kommt, der Einbau einer Kühlwasserschlange im Meßkopf empfehlenswert.

### Fotoelektrische Steuerung einer Papierverarbeitungsmaschine [53]

Bei Maschinen, die Papier oder Pappe, zum Beispiel zu Verpackungen, verarbeiten, geschieht dies häufig in der Weise, daß das Material zunächst fortlaufend bedruckt und anschließend in Stücke von bestimmter Gestalt zerschnitten oder ausgestanzt wird. Der Druck soll dann bei jedem Stück stets an der gleichen Stelle erscheinen. Dies ist jedoch meistens nicht ohne weiteres der Fall, da durch den unvermeidlichen Schlupf beim Transport und auch durch Längenänderungen des Materials Abweichungen auftreten, die sich bald zu untragbaren Größen aufsummieren, falls kein Ausgleich erfolgt. Ein fotoelektrisch arbeitendes Gerät, das für eine laufende Korrektur der Transportgeschwindigkeit sorgt, wurde bereits an anderer Stelle beschrieben<sup>3)</sup>. Die elektromechanischen Relais, die es enthält, beschränken seine Verwendbarkeit jedoch auf verhältnismäßig niedrige Transportgeschwindigkeiten. Die in *Abb. 1-26* dargestellte Schaltung arbeitet dagegen bis auf die nachgeschaltete Magnetkupplung voll elektronisch. Die prinzipielle Wirkungsweise der Anordnung ist wie folgt: Unmittelbar neben der Schneide- oder Stanzeinrichtung der Maschine ist eine Fozelle angeordnet, die durch einen an dem hellen Material reflektierten Lichtstrahl beleuchtet wird. Kurz vor dem Stanzvorgang wird das Licht durch eine auf dem Material aufgedruckte, etwa 1 mm breite dunkle Markierung kurzzeitig geschwächt. Der entstehende Spannungsimpuls löst über das elektronische Gerät eine Magnetkupplung aus, die den Transport für eine bestimmte, einmal einstellbare Zeit (0,1...1 s) unterbricht. Innerhalb dieses Zeitraumes erfolgt das Zerteilen des Materials, worauf sich anschließend die Transportbewegung fortsetzt. Bei einer Transportgeschwindigkeit von etwa 0,25 m/s ist auf diese Weise die Fixierung des Druckes auf den Materialstücken mit einer Toleranz von weniger als  $\pm 1$  mm möglich. Der durch eine dunkle Markierung hervorgerufene positive Spannungsimpuls an der Fozelle  $F$  wird über  $C_5$  auf das Gitter des Systems  $V_1$  einer Doppeltriode E 80 CC über-

<sup>3)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK. II.15. S. 197

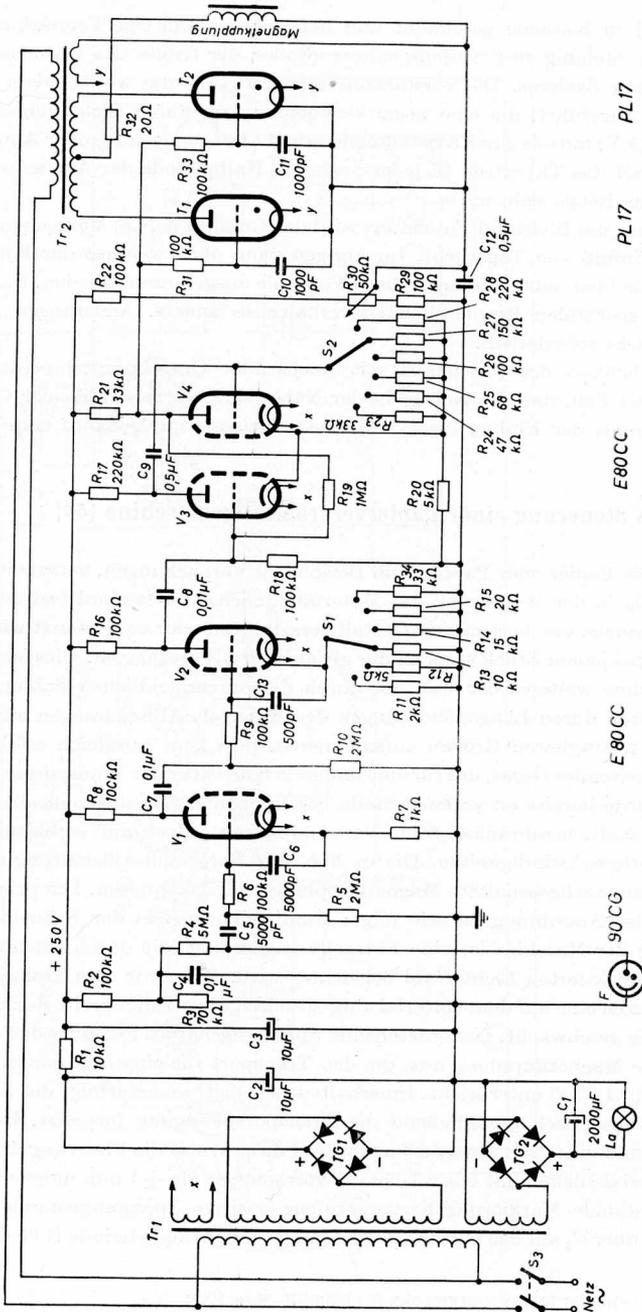


Abb. 1-26. Fotoelektrische Steuerung einer Papierverarbeitungsmaschine

tragen. Der anodenseitig entstehende negative Impuls gelangt an das Gitter von  $V_2$ , dessen Verstärkung durch wahlweises Einschalten von Katodenwiderständen verschiedener Größe in sechs Stufen veränderbar ist. An der Anode entsteht wiederum ein positiver Impuls, der zur Auslösung der durch  $V_3$  und  $V_4$  gebildeten monostabilen Kipp-schaltung benutzt wird. Im Ruhezustand ist  $V_3$  nahezu gesperrt und  $V_4$  stromleitend. Die Anode von  $V_4$  hat demnach ein verhältnismäßig niedriges Potential, und die beiden Thyatronröhren  $T_1$ ,  $T_2$ , die in einer Zweiphasen-Halbweg-Gleichrichterschaltung angeordnet sind, führen keinen Strom. Durch den am Gitter von  $V_3$  auftretenden positiven Impuls wird dieses System stromleitend, und die Ladung auf  $C_9$  macht das Gitter von  $V_4$  stark negativ, so daß dieses System sperrt und sein Anodenpotential ansteigt. Über  $R_{19}$  wird damit das Gitter von  $V_3$  positiv gehalten, und die Schaltung verharrt in diesem Zustand, bis sich  $C_9$  über den mit  $S_2$  eingeschalteten Widerstand so weit entladen hat, daß  $V_4$  wieder Strom zu führen beginnt. Die Schaltung kippt darauf rasch wieder in den Ruhezustand zurück.

Während der Dauer des Kippvorganges (die mit  $S_2$  in sechs Stufen in den obengenannten Grenzen wählbar ist) ist das Gitterpotential der beiden Thyatronröhren  $T_1$ ,  $T_2$  positiv, und die Wicklung der Magnetkupplung erhält Strom. Die Transportbewegung wird damit für den gleichen Zeitraum unterbrochen.

Das Katodenpotential von  $T_1$ ,  $T_2$  wird mit  $R_{30}$  einmalig auf den günstigsten Wert eingestellt. Auch  $S_1$  und  $S_2$  bedürfen bei gleichbleibenden Verhältnissen an der Maschine keiner Nachstellung.

Die Beleuchtungslampe ist für eine Spannung von 6,3 V und wird aus einem Trocken-gleichrichter gespeist, dem zur Unterdrückung von Störimpulsen eine große Kapazität ( $C_1$ ) parallel geschaltet ist.

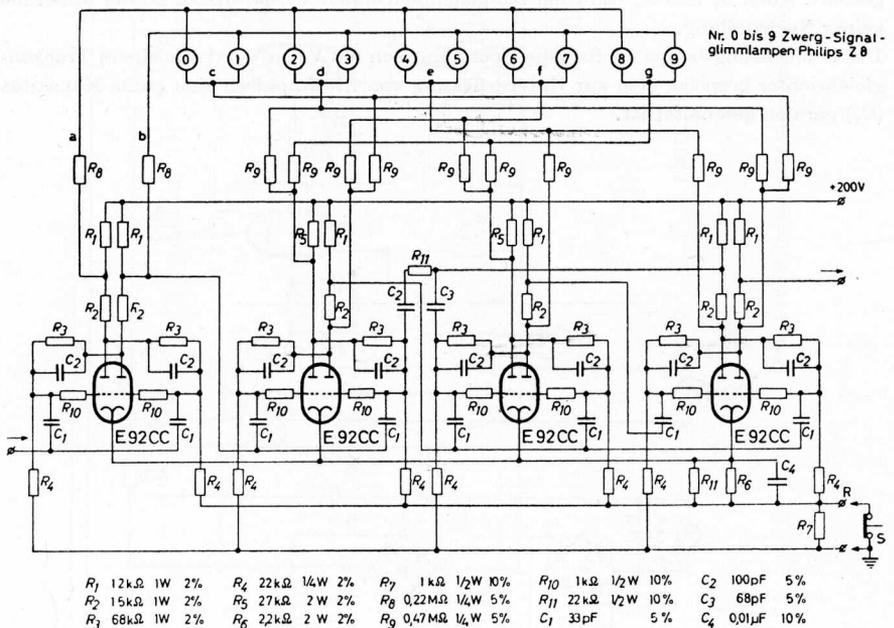
---

## 2. Zählaltungen

### 150-kHz-Zähldekade mit vier Doppeltrioden und dekadischer Anzeige [15]

Die Verwendung von Doppeltrioden in Eccles-Jordan-Schaltung zum Aufbau von Zähldekaden ist allgemein bekannt<sup>4)</sup>. Normalerweise benutzt man hierbei zur Anzeige vier Glühlampen, die mit den Ziffern 1, 2, 4, 8 versehen sind, so daß die Summe der aufleuchtenden Ziffern den Stand des Zählwerkes angibt. Die im folgenden beschriebene Schaltung enthält dagegen zehn Glühlampen mit den Ziffern 0...9, so daß eine direkte dekadische Anzeige möglich ist. Sie ist in Abb. 2-1 dargestellt. Die Flip-Flop-Stufen 1, 2 und 3 sind in üblicher Weise miteinander gekoppelt, während das Gitter des linken Systems der letzten Stufe mit der rechten Anode von Stufe 3 und das rechte Gitter von Stufe 4 mit der rechten Anode von Stufe 2 verbunden sind. Ferner ist noch eine Rück-

Abb. 2-1. 150-kHz-Zähldekade mit vier Doppeltrioden



<sup>4)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK. II.11. Seite 123

kopplungsleitung vorgesehen, die die linke Anode von Stufe 4 mit dem linken Gitter von Stufe 3 und dem rechten Gitter von Stufe 2 verbindet.

Die Kombinationen  $C_1$  und  $R_4$  dienen als Differenzglieder. Falls eine plötzliche negative Spannungsänderung an  $C_1$  auftritt, entsteht ein negativer Spannungsimpuls an den Gittern der Doppeltrioden, der das Kippen in den anderen stabilen Zustand hervorrufen kann.

Der Ablauf des Zählvorganges kann an Hand der Abb. 2-2 und 2-3 verfolgt werden. Abb. 2-2 zeigt die Kopplung der vier Stufen in vereinfachter Form. Abb. 2-3 stellt schematisch den Zustand der Zähldekade nach 0...10 Eingangsimpulsen dar. Die schraffierten Hälften der Röhrensymbole bedeuten die jeweils leitenden Systeme. Im

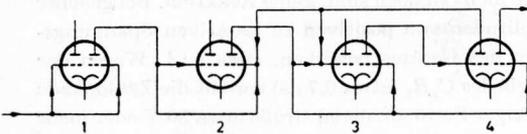
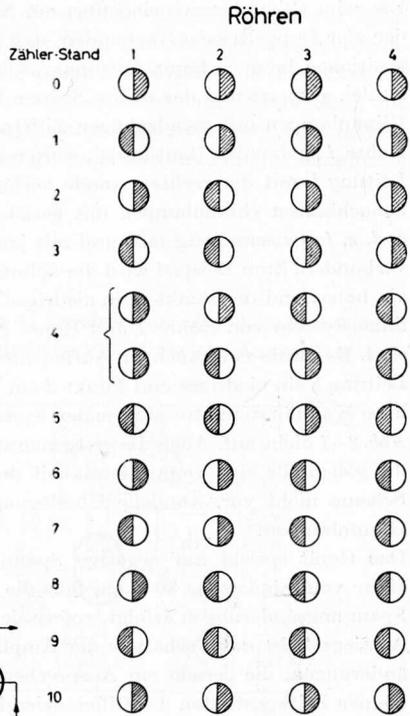


Abb. 2-2

Kopplung der vierstufigen Zähldekade in vereinfachter Form



Stromführende Systeme schraffiert

Abb. 2-3. Schematische Darstellung des Zählvorganges

Ausgangszustand sind alle linken Systeme gesperrt und alle rechten leitend. Dies kann man durch kurzzeitiges Öffnen des Schalters  $S$  bewirken, wodurch vorübergehend ein Spannungsabfall von rund 20 V an  $R_7$  auftritt. Die ersten drei Eingangsimpulse werden in bekannter Weise von der Zähldekade aufgenommen, so daß nach dem dritten Impuls die linken Systeme von Röhre 1 und 2 leitend und von Röhre 3 und 4 gesperrt sind. Der vierte Impuls macht das rechte System von Röhre 1 und Röhre 2 leitend. Durch den an der rechten Anode von Röhre 2 auftretenden negativen Impuls werden die rechten Systeme der Röhren 3 und 4 gesperrt. Hiernach entsteht an der linken Anode von Röhre 4 ein negativer Impuls, der über die obenerwähnte Rückkopplungsleitung das Kippen der Röhren 2 und 3 veranlaßt. Durch den vierten Eingangsimpuls werden also letzten Endes nur Röhre 1 und Röhre 4 gekippt. Vom fünften Eingangsimpuls ab verläuft der Zählvorgang wieder normal, bis nach dem zehnten Impuls der ursprüngliche Zustand der Doppeltrioden wiederhergestellt ist.

Die zehn Glimmlampen sind über ein Netzwerk von Widerständen so mit den Anoden der vier Doppeltrioden verbunden, daß jeweils nur eine Lampe in jeder der zehn Zählpositionen brennen kann. Offenbar ist das linke System der Röhre 1 bei allen geraden Zahlen gesperrt und das rechte System bei allen ungeraden Zahlen stromlos. Sämtliche Glimmlampen mit geradzahligen Ziffern sind daher einpolig mit der linken Anode der Röhre 1 verbunden (Leitung *a*), während die Glimmlampen mit ungeraden Ziffern über Leitung *b* mit der rechten Anode verbunden sind. Die anderen Pole von jeweils zwei benachbarten Glimmlampen mit gerader und ungerader Ziffer sind zu fünf Gruppen *c*, *d*, *e*, *f*, *g* zusammengefaßt und mit jeweils zwei Anoden der restlichen Doppeltrioden verbunden. Zum Beispiel wird die Glimmlampe 3 dann aufleuchten, wenn die Leitung *b* ein hohes und der Punkt *d* ein niedriges Potential haben. Dies ist nur der Fall, wenn das linke System von Röhre 1 und Röhre 2 sowie das rechte System von Röhre 4 leitend sind. Es würde zwar auch ein Aufleuchten von Glimmlampe 3 erfolgen, wenn umgekehrt Leitung *b* ein niedriges und Punkt *d* ein hohes Potential annehmen. Die hierzu erforderliche Kombination stromführender Systeme tritt jedoch offenbar in dem Schema nach *Abb. 2-3* nicht auf. Auch die erstgenannte Kombination, jedoch mit gekippter Röhre 3, die gleichfalls eine Doppeldeutigkeit der Anzeige hervorrufen würde, kommt in dem Schema nicht vor. Ähnliche Überlegungen gelten für die Anzeige durch die übrigen Glimmlampen.

Das Gerät spricht auf negative Spannungsänderungen an den Eingangsklemmen in Höhe von mindestens 30 V an, falls die Anstiegszeit 1  $\mu$ s oder weniger ist. Auf positive Spannungsänderungen erfolgt, sofern sie nicht zu hoch sind, keine Reaktion. Bei gleicher Anstiegszeit ist das Verhältnis der Amplituden von positiven zu negativen Spannungsänderungen, die gerade ein Ansprechen des Gerätes bewirken, etwa 4 : 1. Wegen der kleinen Zeitkonstanten des Differenzgliedes  $C_1 R_4$  (etwa 0,7  $\mu$ s) spricht die Zähldekade jedoch auf positive Impulse von rechteckiger Form an, deren Größe etwa 30 V oder mehr ist und deren Dauer mehr als 2  $\mu$ s beträgt. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die Hinterkante des Impulses differenziert als negativer Impuls an den Gittern der ersten Doppeltriode wirksam wird.

Falls die Eingangsimpulse negativ sind und rechteckige Form haben, sollten sie mindestens 30 V betragen und eine Dauer von nicht weniger als 2  $\mu$ s haben, wobei die Mindestdauer etwas von der Amplitude abhängig ist.

Wenn beim zehnten Eingangsimpuls die Zähldekade auf „Null“ zurückgestellt wird, gibt die rechte Triode der Röhre 4 einen negativen Impuls von etwa 40 V und etwa 1  $\mu$ s Anstiegszeit ab, der nach den oben angeführten Forderungen in der Lage ist, eine nachgeschaltete identische Zähldekade zu steuern. Beim vierten Eingangsimpuls wird allerdings auch ein positiver Impuls von der letzten Triode weitergegeben, dessen Amplitude ebenfalls etwa 40 V ist; seine Anstiegszeit ist aber wesentlich länger, nämlich rund 4  $\mu$ s, so daß nach den obigen Ausführungen die nachgeschaltete Zähldekade nicht anspricht.

Die Anodenspannung der Röhren in leitendem Zustand ist etwa 65 V, im gesperrten Zustand 150 V. Die Spannung an den Gittern nimmt dabei die Werte 35 V beziehungsweise 16 V an, wobei die Katoden auf einem Potential von 35 V sind.

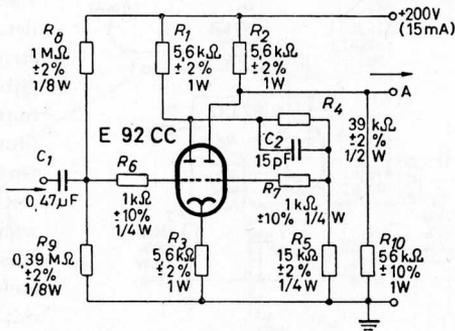
Bei Einhaltung der in *Abb. 2-1* angegebenen Widerstands- und Kapazitätstoleranzen und bei Versorgungsspannungsschwankungen  $\leq \pm 10\%$  liegt die maximal erreichbare

Zählfrequenz über 150 kHz, vorausgesetzt, daß die auf den Eingang gegebenen Zählimpulse den genannten Anforderungen bezüglich Amplitude und Anstiegszeit entsprechen. Um Impulse beliebiger Form, insbesondere sinusförmige Eingangssignale (zum Beispiel bei Frequenzmessungen und so weiter), zählen zu können, ist es daher erforderlich, vor die erste Zählstufe einer Dekadenkette eine Impulsformer-Eingangsstufe zu schalten, welche die zu zählenden Impulse in negative Impulse möglichst einheitlicher Amplitude ( $\geq 30$  V) und Anstiegszeit ( $\leq 1 \mu\text{s}$ ) umformt.

### Impulsformer-Eingangsstufe [46]

Abb. 2-4 zeigt eine für die im vorigen Abschnitt beschriebene Zähldekade geeignete Impulsformer-Eingangsstufe, eine im Prinzip einfache und für solche Anwendungsfälle vielfach übliche Schaltung.

Abb. 2-4. Schaltung einer Impulsformer-Eingangsstufe



Im normalen Betriebszustand ist die linke Triode stromleitend und die rechte gesperrt. Gibt man zum Beispiel eine sinusförmige Spannung auf den Eingang, dann wird die linke Triode bei einem bestimmten Spannungswert der negativen Halbwelle momentan gesperrt und die rechte Triode leitend. Der Strom ist bei beiden Trioden im stromführenden Zustand gleich. Bei einem bestimmten Spannungswert auf dem ansteigenden Teil der negativen Halbwelle kippt die Stufe wieder in den normalen Betriebszustand zurück, der, wie ersichtlich, auch während der positiven Halbwelle beibehalten wird. Wie aus der Arbeitsweise dieser Impulsformerstufe hervorgeht, haben die beim Kippen der Stufe an der Anode der rechten Triode entstehenden negativen Impulse einheitliche Anstiegszeit und Amplitude, die bei der gewählten Dimensionierung der vorliegenden Schaltung den obenerwähnten Anforderungen für die Aussteuerung einer Zähldekade genügen. Der zur gleichstrommäßigen Trennung vom Meßobjekt vorgesehene Kondensator am Eingang muß möglichst großgemacht werden, damit die Impulsformerstufe auch bei niedrigen Frequenzen noch zuverlässig arbeitet.

Bei sinusförmigen Eingangsspannungen soll für Frequenzen zwischen 20 Hz und 150 kHz die Amplitude etwas über 15 V sein. Bei niedrigeren Frequenzen als 20 Hz ist unter Umständen eine höhere Spannung erforderlich. Beim Betrieb mit negativen Eingangsimpulsen soll die Impulsamplitude etwas größer als 20 V und die Impulsdauer nicht kleiner als etwa  $1 \mu\text{s}$  sein.

### Endstufe einer Dekadenkette [46]

Wie schon an anderer Stelle erwähnt<sup>5)</sup>, muß an die letzte Zählstufe einer Dekadenkette eine besondere Endstufe nachgeschaltet werden, um zu vermeiden, daß die Zähldekade, deren Ausgangsimpulse lediglich zur Aussteuerung einer nachfolgenden identischen Einheit vorgesehen sind, durch einen zum Beispiel für die mechanische Registrierung erforderlichen Betätigungskreis (Relais und so weiter) am Zählgerätausgang unzulässig belastet wird. Gleichzeitig muß auch verhindert werden, daß der am Ausgang der letzten Zählstufe – beim vierten, von der vorletzten Einheit auf den Eingang dieser Dekade gegebenen Zählimpuls – auftretende positive Impuls am Betätigungskreis nicht wirksam und nicht registriert wird.

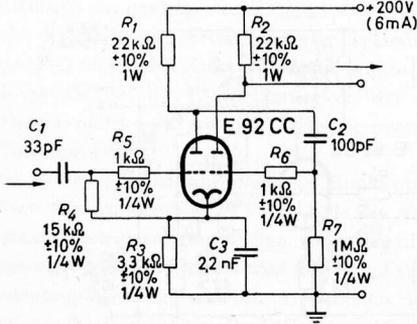


Abb. 2-5. Endstufe für eine Zähldekade

Bei der in *Abb. 2-5* als Schaltbeispiel einer Endstufe angegebenen Schaltung wird wieder die Doppeltriode E 92 CC verwendet. Die linke Triode ist normalerweise stromführend und die rechte gesperrt. Gibt man nun den negativen Ausgangsimpuls der vorgeschalteten Zähldekade (durch  $C_1$  und  $R_4$  differenziert) auf das Gitter der linken Triode, so wird sie kurzzeitig gesperrt und die rechte Triode während dieser Zeit stromleitend. Am Ausgang (Anode der rechten Triode) entsteht dadurch ein hoher negativer Impuls mit einer Amplitude von etwa 120 V. Auf den Eingang der Endstufe gelangende positive Impulse, wie beispielsweise der von der Zähldekade nach dem vierten Zählimpuls abgegebene, beeinflussen die Schaltung dagegen nicht.

### 100-kHz-Zählstufe mit dekadischer Zählröhre [46]

Zählschaltungen mit der dekadischen Zählröhre *Valvo E 1 T* lassen im allgemeinen nur Impulsfolgefrequenzen bis zu etwa 30 kHz zu. Im folgenden wird eine Schaltung beschrieben, bei der die Impulsfolgefrequenz bis auf 100 kHz gesteigert werden kann.

Die maximale Zählfrequenz wird in der Hauptsache durch den Rückstellvorgang und die Zeitkonstante der dabei benötigten Schaltmittel bestimmt. Will man die Grenzfrequenz heraufsetzen, so ist eine Schaltung zu benutzen, bei der die Rückstellung von „9“ nach „0“ schneller erfolgt, ohne daß dabei die erforderlichen Impulsformen verzerrt werden und zu Fehlzählungen Anlaß geben. Gleichzeitig ist zu berücksichtigen, daß bei einer Erhöhung der Impulsfolge auf 100 kHz die Schaltzeit von Ziffer zu Ziffer  $< 10 \mu\text{s}$  werden muß.

<sup>5)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK. II.11. Seite 126

In der 30-kHz-Zählstufe geschah die Rückstellung durch die Strahlunterdrückung in der Zählröhre. Die dazu erforderliche Zeit wurde bei einem Anodenwiderstand von 1 M $\Omega$  und einer Streukapazität von etwa 16 pF im Mittel zu 27  $\mu$ s gefunden. Um auf eine 100-kHz-Zählfolge zu kommen, muß also diese Rückstellzeit auf irgendeine Weise ebenfalls auf weniger als 10  $\mu$ s erniedrigt werden.

Der grundsätzliche Unterschied der Schaltung nach Abb. 2-6 gegenüber dem Rückstellvorgang bei der 30-kHz-Schaltung besteht darin, daß im vorliegenden Fall die Rückstellung des Elektronenstrahls von „9“ auf „0“ nicht dadurch erreicht wird, daß man ihn kurzzeitig unterdrückt; vielmehr wird er ohne Unterdrückung durch eine sehr schnelle Erhöhung der Spannung  $U_{D'}$ ,  $a_2$  (ebenso wie bei einer normalen Katodenstrahlröhre) stark nach rechts abgelenkt und in die Stellung „0“ gebracht. Von entscheidender Bedeutung

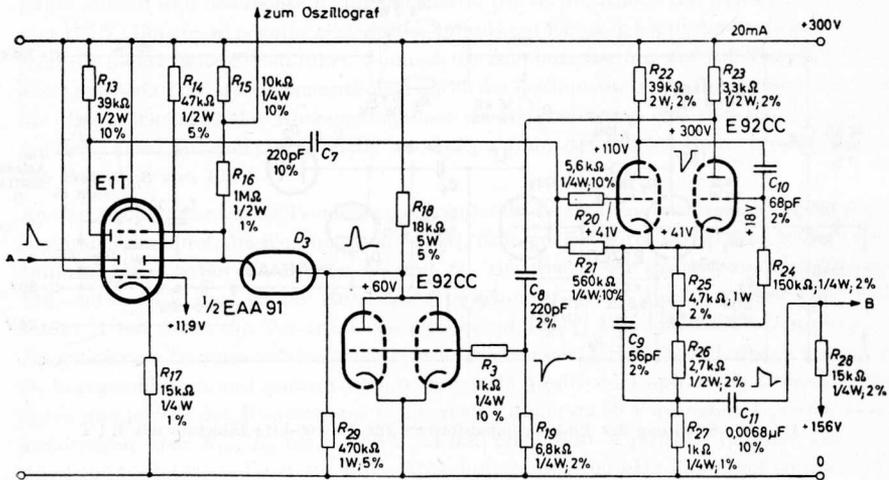


Abb. 2-6. 100-kHz-Zählstufe mit dekadischer Zählröhre E 1 T

innerhalb des Rückstellvorganges ist die Zeit, die die Anodenspannung  $U_{D'}$ ,  $a_2$  braucht, um von ihrem niedrigsten Wert von 95 V bei der Ziffer „9“ auf den höchsten Wert bei der Ziffer „0“ mit 240 V zu gelangen.

Zu diesem Zweck wurde in der Schaltung nach Abb. 2-6 eine Diodenstrecke der EAA 91 mit der Katode an die Anode und Ablenplatte  $D'$  der E 1 T angeschlossen. Sie führt nur während des Rückstellvorganges Strom und hat hierbei die Aufgabe, die Anodenspannung der Zählröhre schnell auf den erforderlichen Wert zu bringen; während des Zählvorganges von „0“ bis „9“ bleibt sie gesperrt. Die Spannungsdifferenz zwischen Heizfaden und Katode soll bei dieser Diode sowie auch bei denen in Abb. 2-7 so klein wie möglich gehalten werden. Daher ist es erforderlich, die Heizfäden an eine separate Heizwicklung zu legen, deren eine Seite mit dem Potential der Anode  $a_2$  (+ 156 V) ver-

bunden ist. Die in *Abb. 2-6* wiedergegebene Schaltung entspricht, abgesehen von der obenerwähnten zusätzlichen Diode und der zweiten Doppeltriode, weitgehend der 30-kHz-Stufe, insbesondere ist der Impulsformer schaltungsmäßig vollkommen gleich aufgebaut. Es leuchtet ein, daß der von der rechten Triodenhälfte beim Kippen gelieferte, an  $R_{23}$  auftretende negative Impuls zur Strahlunterdrückung nicht mehr für den Rückstellvorgang benutzt werden kann, da er für die 100-kHz-Impulsfolgefrequenz viel zu lang ist. Er wird deshalb in dem  $RC$ -Glied, bestehend aus  $C_8$  und  $R_{19}$ , differenziert und an die Gitter der parallel geschalteten Trioden der E 92 CC gegeben, wodurch diese Röhre sofort sperrt. Ihr Anodenpotential steigt sogleich an und reißt die Anodenspannung der E 1 T automatisch mit hoch, sobald die EAA 91 leitend wird. Hierdurch wird der Elektronenstrahl, wie oben erwähnt, augenblicklich ganz nach rechts abgelenkt.

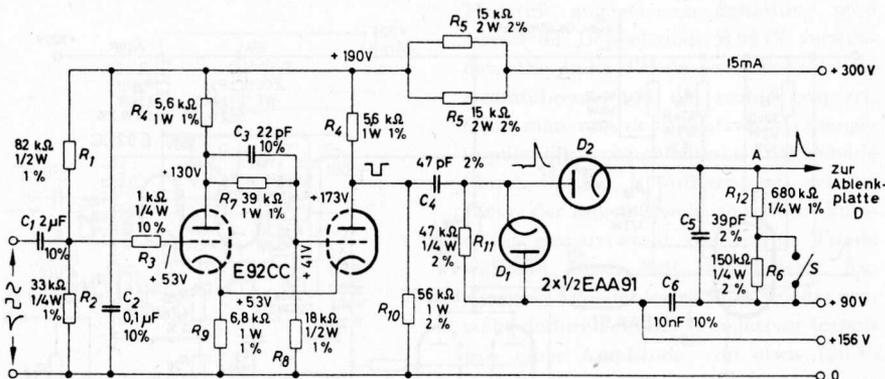


Abb. 2-7. Schaltung des Eingangsimpulsformers für die 100-kHz-Zählstufe mit E 1 T

Der Anstieg der Anodenspannung an der E 92 CC und der E 1 T muß sehr genau sein. Ist die Impulsamplitude zu klein, so kann, wenn die Trioden wieder stromführend werden, auf der Rückflanke des Impulses wegen des Durchschwingens ein negativer Impuls über die Anoden-Katodenkapazität der Diode auf die Ablenkplatte  $D'$  gelangen, der unter Umständen den Strahl wieder aus der „Null“-lage herauslenkt. Ist die Impulsamplitude an  $R_{18}$  zu hoch, so braucht die Anodenspannung  $U_{D',a2}$  zu lange, um wieder auf den richtigen Wert für die Stellung „0“ abzufallen. Dies setzt natürlich die maximal erreichbare Impulsfrequenz herab.

Die erforderliche Begrenzung des Spannungsimpulses an  $R_{18}$  läßt sich dadurch erreichen, daß man das Differenzglied  $C_8$ ,  $R_{19}$  entsprechend auslegt und die Spannungen an der E 92 CC im stromleitenden und gesperrten Zustand demgemäß einstellt. Da man ebenso wie an der Anode der Zählröhre auch an der Doppeltriode mit Streukapazitäten rechnen muß, die den jeweiligen Zustand aufrechtzuerhalten suchen, wurde als Ableitwiderstand der Widerstand  $R_{29}$  eingefügt.

## Eingangsimpulsformer für die 100-kHz-Zählstufe [46]

In *Abb. 2–7* ist das Schaltbild des Eingangsimpulsformers für die 100-kHz-Zählstufe angegeben, der gegenüber der üblichen Ausführung für 30 kHz ebenfalls zu ändern ist, da von ihm jetzt viel steilere und kürzere Impulse geliefert werden müssen, ganz gleich, wie die an den Eingang gelangenden und zu zählenden Spannungstöße aussehen. Die Eingangsstufe muß weiterhin so stabil sein, daß Röhren- und Einzelteilstreuungen soweit wie möglich ohne Einfluß auf den Ausgangsimpuls bleiben. Zur Vermeidung von Rückwirkungen auf die Speiseleitung von 300 V ist die Schaltung so entworfen, daß die beiden Röhrensysteme der Doppeltriode im leitenden Zustand gleichen Strom führen. Außerdem wurde noch das Siebglied  $R_5$ ,  $C_2$  eingeführt.

Durch den Spannungsteiler  $R_1$ ,  $R_2$  im Gitterkreis ist im Ruhezustand die linke Triodenhälfte leitend und das rechte System gesperrt. Die rechte Anode hat dann ein Potential von 173 V. Bei einem negativ gerichteten Impuls am Eingang kippt die Stufe um, so daß jetzt die rechte Seite Strom führt, wodurch die Anodenspannung auf 130 V abfällt. Nach einer gewissen Zeit, die im wesentlichen durch die Zeitkonstante  $R_2$ ,  $C_1$  bestimmt ist, wird die Flankenrichtung des Eingangsimpulses wieder positiv, so daß sich die Anordnung auf ihren alten Zustand einstellt; die Anodenspannung der rechten Röhre erreicht wieder das Potential von 173 V.

An der Anode des rechten Triodensystems entsteht hierbei eine rechteckförmige Impulsspannung, die durch die Kombination  $C_4$ ,  $R_{11}$  differenziert wird. Die so gebildeten steilen Impulse gelangen an die Dioden  $D_1$  und  $D_2$ , die wegen der Speisespannungsdifferenz  $156 - 90 = 66$  V von einem Ruhestrom bestimmter Größe durchflossen werden. Der Punkt *A* hat daher ein Potential von annähernd 156 V. Die vom Differenzierglied  $C_4$ ,  $R_{11}$  gelieferten Impulse werden somit, soweit sie negativ gerichtet sind, durch die Diode  $D_1$  kurzgeschlossen und unterdrückt, während die positiven Impulse die Diode  $D_2$  passieren und jeweils den Kondensator  $C_5$  kurzzeitig auf etwa 80 V aufladen.  $C_5$  entlädt sich unmittelbar über  $R_{12}$ ,  $R_6$  bis auf 66 V, so daß am Punkt *A* positive Impulse von 14 V Amplitude entstehen, die an die linke Ablenkplatte der 100-kHz-Zählröhre geführt werden. Da nur der oberste Teil der Entladekurve des Kondensators  $C_5$  von 80 auf 66 V benutzt wird, ist die Rückflanke der Impulse weitgehend linear. Bei der angegebenen Dimensionierung ist die Anstiegszeit der Impulse rund  $1 \mu\text{s}$ ; die Rückflanke hat eine Länge von  $8 \mu\text{s}$ . Die Gesamtlänge der Impulse ist also  $9 \mu\text{s}$  und liegt somit unter dem für eine Zählfrequenz von 100 kHz maximal zulässigen Wert von  $10 \mu\text{s}$ . Die durch die Toleranzen in den Schaltelementen des Eingangsimpulsformers bedingten maximalen Streuungen in der Impulshöhe und Impulslänge sind etwa 7%. Es sei jedoch darauf hingewiesen, daß bei der vorliegenden Schaltung die Streukapazitäten eine wesentliche Rolle spielen. Das gilt nicht nur für den Ablenkplattenanschluß einschließlich  $C_5$ , sondern ebenso für den Rechteckimpulsformer. In beiden Fällen sollen die Streukapazitäten so gering wie nur möglich sein.

Zur Aussteuerung des Eingangsimpulsformers ist ein negativer Impuls von mindestens 15 V und mindestens  $2 \mu\text{s}$  Dauer erforderlich. Für zeitlich regelmäßig aufeinanderfolgende negative Impulse reicht der Bereich der sicher zählbaren Impulsfolgenfrequenzen von 0...100 kHz. Bei statistisch verteilten Impulsen ist der Mindestabstand  $10 \mu\text{s}$ . Sinus-

spannungen mit Frequenzen von 20 Hz...100 kHz können vom Impulsformer ohne weiteres verarbeitet werden. Hierbei ist es ratsam, bei ganz niedrigen Frequenzen unter Umständen den Kondensator  $C_1$  oder die Amplitude der Eingangsspannung zu vergrößern.

Will man vorhandene Zählröhren testen, ob sie für den Einsatz in der 100-kHz-Stufe geeignet sind, braucht man nur den Widerstand  $R_6$  über den Schalter  $S$  in Abb. 2-7 kurzzuschließen. Hierdurch wird die Länge der Impulsrückflanke der Zählimpulse auf weniger als  $6 \mu\text{s}$  herabgesetzt, und es ist mit einem Oszillografen leicht festzustellen, ob die Röhre dann noch bei 100 kHz zählt. Ist dies der Fall, so ist das einwandfreie Arbeiten der Zählstufe bei der maximalen Impulsfolgefrequenz von 100 kHz und normaler Impulsbreite mit großer Sicherheit gewährleistet.

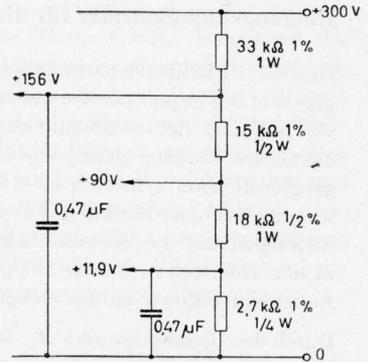


Abb. 2-8. Spannungsteilerschaltung für die in den Abb. 2-6 und 2-7 benötigten Speisespannungen

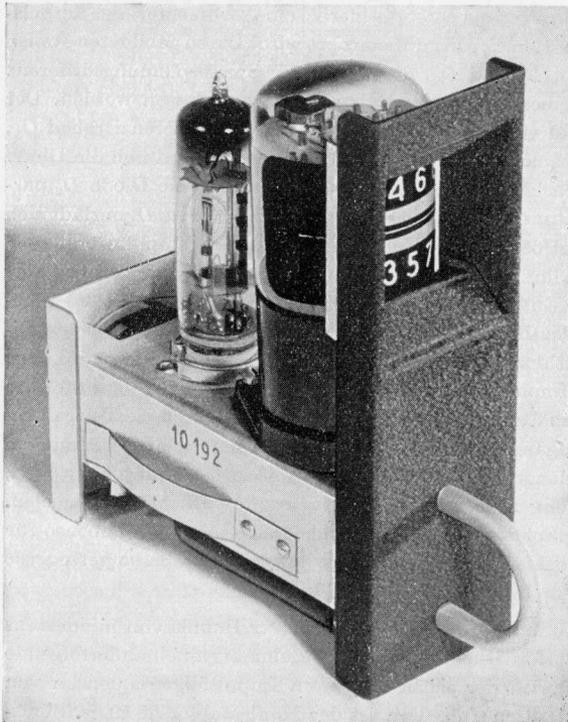


Abb. 2-9. Handelsübliche Steck-einheit mit Zählröhre E 1 T und Impulsformerröhre E 92 CC für Impulsfolgefrequenzen bis 30 kHz (Valvo GmbH, Hamburg)

Wie bei der 30-kHz-Zählschaltung ist darauf zu achten, daß die Toleranzen der Widerstände genau eingehalten werden, da nur dann ein einwandfreies Arbeiten der Anordnung möglich ist. Es ist nicht erforderlich, die Versorgungsspannung zu stabilisieren. Den Spannungsteiler für die in den Abb. 2-6 und 2-7 benötigten Speisespannungen zeigt Abb. 2-8.

In Abb. 2-9 ist eine handelsübliche Steckeinheit gezeigt, die sämtliche Schaltmittel einer Dekadenstufe einschließlich Zählröhre E 1 T und Impulsformerstufe E 92 CC enthält.

## Impulsformer für Dekadenzähler

Zum Betrieb der im HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK angegebenen Zählschaltung (Abb. 11-14) werden Impulse von bestimmter Flankenform benötigt, und zwar entweder ein negativer Impuls mit einer Stirnflanke von maximal  $13,5 \mu\text{s}$  Dauer oder ein positiver Impuls mit einer Rückflanke von gleicher Dauer. Falls die zu zählenden Impulse eine hiervon abweichende Gestalt haben, so muß vor die Zählstufe ein Impulsformer geschaltet werden. Abb. 2-10 zeigt die Schaltung eines Impulsformers zur Zählung von sinusförmigen Impulsen mit einer Folgefrequenz  $> 10 \text{ Hz}$ . Die Amplitude der Impulse muß zwischen 15 und 50 V liegen. Die Einzelteile der Schaltung haben folgende Werte:

$R_1 = 8,2 \text{ k}\Omega$	$R_9 = 56 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$
$R_2 = 56 \text{ k}\Omega$	$R_{10} = 56 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$
$R_3 = 56 \text{ k}\Omega$	$C_1 = 1 \mu\text{F}$
$R_4 = 12 \text{ k}\Omega$	$C_2 = 100 \text{ pF}$
$R_5 = 8,2 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 220 \text{ pF}$
$R_6 = 56 \text{ k}\Omega$	$C_4 = 25 \mu\text{F}$
$R_7 = 56 \text{ k}\Omega$	$C_5 = 220 \text{ pF}$
$R_8 = 56 \text{ k}\Omega$	

Die nicht näher bezeichneten Widerstände haben eine Belastbarkeit von 0,5 W.

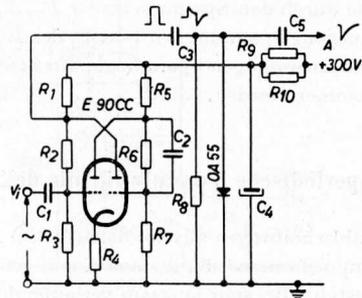
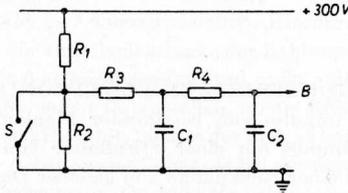


Abb. 2-10. Impulsformerstufe für Zähldekaden mit E 1 T

Alle Widerstände dürfen nur 2% Toleranz haben. An den mit  $V_i$  bezeichneten Anschluß wird die Eingangsspannung gelegt. Die negativen Impulse werden bei  $A$  abgenommen und in der Schaltung des HANDBUCHS DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK (Abb. 11-14) im Knotenpunkt der im Eingang liegenden Widerstände von  $5,6 \text{ k}\Omega$  und  $0,56 \text{ M}\Omega$  zugeführt. Die Differentiationsschaltung, die aus  $C_1$ ,  $C_2$ , der Germaniumdiode OA 56 und deren Parallelwiderstand von  $39 \text{ k}\Omega$  besteht, wird abgetrennt.

Sollen Sinusspannungen  $< 10 \text{ Hz}$  gezählt werden, so muß das Eingangssignal eine größere Amplitude haben; ferner ist ein Begrenzer vorzusehen. Hierdurch wird die Flankensteilheit erhöht und so das korrekte Arbeiten des Impulsformers ermöglicht. Auch die Vergrößerung von  $C_1$  in Abb. 2-10 ist angezeigt.

Falls die Impulse durch Unterbrechung einer Gleichspannung mit mechanischen Kontakten erzeugt werden (zum Beispiel durch eine Wählscheibe), können wegen der Möglichkeit von Prellungen an den Kontakten und der dadurch hervorgerufenen unerwünschten Unterbrechungen Fehlzählungen auftreten. Es muß dann vor den Eingang des Impulsformers nach *Abb. 2-10* ein Tiefpaß nach *Abb. 2-11* geschaltet werden. Die Dimensionierung der Einzelteile ist wie folgt zu wählen:



$R_1 =$	68	k $\Omega$	2	W
$R_2 =$	10	k $\Omega$	0,25	W
$R_3 =$	390	$\Omega$	0,25	W
$R_4 =$	3,9	k $\Omega$	0,25	W
$C_1 =$	0,47	$\mu$ F		
$C_2 =$	0,47	$\mu$ F		

Abb. 2-11. Tiefpaßschaltung für Impulse,  
die durch Öffnen eines Kontaktes  $S$   
erzeugt werden

Hinter dem mechanischen Kontaktgeber  $S$ , der eine Spannung von etwa 40 V schaltet, die durch den Spannungsteiler  $R_1, R_2$  erzeugt wird, befinden sich zwei  $RC$ -Glieder. Die Ausgangsspannung wird an  $V_i$  des Impulsformers nach *Abb. 2-10* gelegt.

Die notwendigen Spannungen für beide Schaltungen können dem Dekadenzählgerät entnommen werden.

### Aperiodische Vorstufe für die dekadische Zählröhre E 1 T [22]

Zählschaltungen mit der dekadischen Zählröhre E 1 T enthalten eingangsseitig meist eine Impulsformerstufe, die aus einem geeignet dimensionierten monostabilen Multivibrator besteht. Bei sehr langsam verlaufenden Änderungen der Signalspannung oder sehr breiten und flachen Eingangsimpulsen können Fehlzählungen dadurch auftreten, daß der monostabile Multivibrator während der Dauer eines Eingangsimpulses mehrmals anspricht. Um dies zu verhindern, muß die Schaltung so abgeändert werden, daß das Zurückkippen des monostabilen Multivibrators erst zu dem Zeitpunkt erfolgt, da die Rückflanke des Eingangsimpulses erscheint. Dies ist bei der Schaltung nach *Abb. 2-12* der Fall, die für den Anschluß einer Hochvakuum-Fotозelle eingerichtet ist, so daß die lichtelektrische Abtastung und Zählung von beliebigen Objekten möglich wird. Wenn die Belichtung der Fotозelle zunimmt, steigt das Steuergitterpotential der Pentode  $V_1$ , und diese Röhre, die bisher gesperrt war, wird stromleitend. Damit sinkt das Gitterpotential des linken Triodensystems der Röhre  $V_2$ , und das Potential ihrer Anode steigt. Die Folge ist eine wesentliche Zunahme des Stroms durch das rechte Triodensystem, das als Katodenverstärker geschaltet ist.

Die Katode dieses Systems ist mit dem Schirmgitter der ersten Röhre  $V_1$  verbunden, dessen Potential somit gleichfalls erheblich ansteigt. Durch diese Rückkopplung wird

erreicht, daß sich der Kippvorgang schnell vollzieht, wodurch ein positiver Spannungssprung von etwa 20 V am Widerstand  $R_{16}$  entsteht. Dieser wird durch  $C_4$ ,  $R_{17}$  differenziert und sodann über  $C_5$  der Ablenkplatte  $D$  der dekadischen Zählröhre E 1 T zugeführt. Bei Absinken der Belichtung der Fozelle tritt durch das Zurückkippen der Schaltung zwar ein negativer Spannungssprung an  $R_{16}$  auf, der jedoch wegen der Kristalldioden OA 55 ohne weitere Wirkung bleibt.

Die in der Schaltung beim Kippvorgang vorkommenden Potentialsprünge sind in Abb. 2-12 zahlenmäßig angegeben.

Durch die Spannungsrückkopplung auf das Schirmgitter von  $V_1$  wird eine weitgehende Entkopplung des Steuerorgans von der Kippsschaltung erreicht. Die Empfindlichkeit der Schaltung kann durch die Einstellung der Steuergitter-Vorspannung von  $V_1$  mit dem Potentiometer  $R_7$  geändert werden. Es ist so zu justieren, daß  $V_1$  bei der jeweils herrschenden Grundbelichtung der Fozelle gerade noch keinen Strom führt.

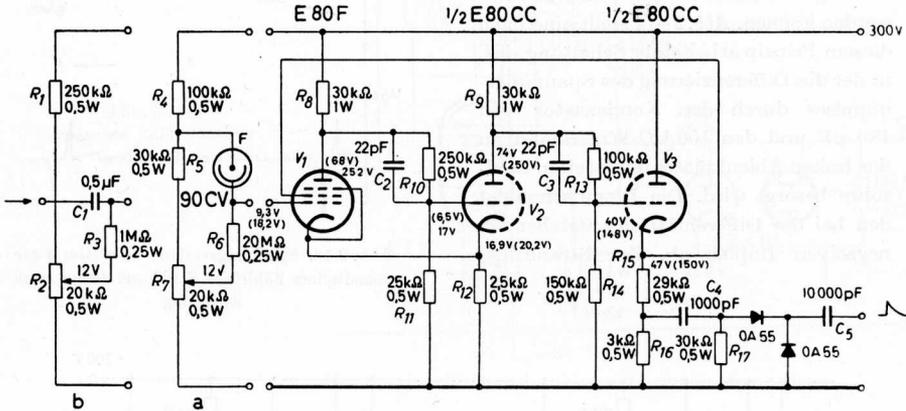


Abb. 2-12. Aperiodische Vorstufe für die dekadische Zählröhre E 1 T

Die Speisespannung der aperiodischen Vorstufe (300 V) kann dem Stromversorgungssteil der dekadischen Zählröhre entnommen werden.

Die Anwendung der aperiodischen Kippstufe braucht im übrigen nicht auf Zählaltungen mit der Röhre E 1 T beschränkt zu bleiben. Bei allen Synchronisierungs- und Steuerungsproblemen von beliebig verlaufenden Vorgängen, die in zeitlich veränderliche Spannungen umsetzbar sind, wird die Ableitung von Markierungsimpulsen mit steiler Flanke notwendig. Hierbei ist die beschriebene Anordnung mit Vorteil zu verwenden, wobei an Stelle der Fozelle zum Beispiel die Eingangsschaltung nach Abb. 2-12b treten kann.

## Einfache Zählaltungen mit E 1 T für niedrige Impulsfolgefrequenzen bis 2 kHz [16]

In vielen Fällen ist die Verarbeitung hoher Impulsfolgefrequenzen weniger wichtig als ein möglichst einfacher und wenig kostspieliger Aufbau der Zähldekade. In diesem Fall besteht die Möglichkeit, unter Einsparung der für die Strahlrückstellung und die Lieferung des Weiterstellimpulses für die nachfolgende Dekade benötigten Doppeltriode in monostabiler Kippschaltung die Zählröhren unmittelbar miteinander zu koppeln. Wie *Abb. 2-13a* zeigt, entstehen nämlich an der Schlitzelektrode  $g_4$  beim Übergang des Strahls von  $g_4$  auf die Rückstelanode, das heißt also beim Rückstellvorgang von „9“ nach „0“, Spannungsimpulse von so hoher Steilheit, daß sie nach ihrer Differenzierung (*Abb. 2-13b*) zur Weiterstellung der nächsten Zählstufe benutzt werden können. *Abb. 2-14* stellt eine nach diesem Prinzip arbeitende Schaltung dar, in der die Differenzierung des Spannungsimpulses durch den Kondensator von 180 pF und den 100-k $\Omega$ -Widerstand an der linken Ablenkplatte der zweiten Zählröhre besorgt wird. Die Diode schneidet den bei der Differentiation entstehenden negativen Impuls ab. Zur Strahlrück-

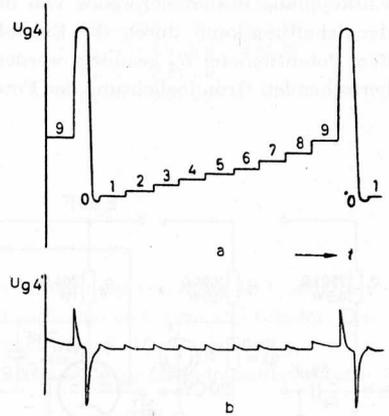


Abb. 2-13. Spannungsverlauf am Gitter 4 der dekadischen Zählröhre E 1 T und dessen erste Ableitung

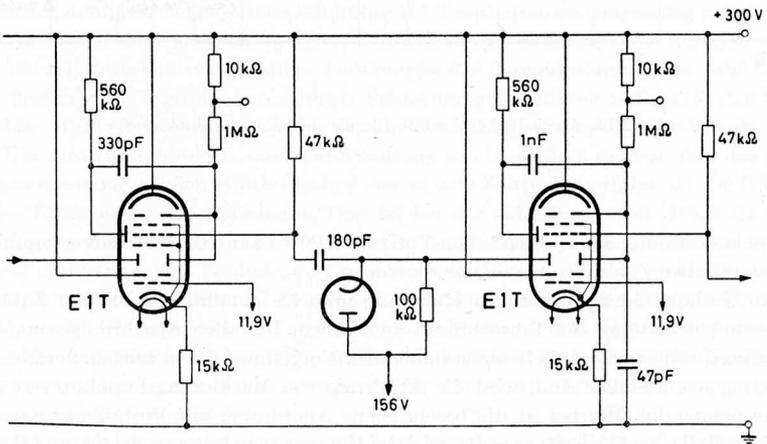
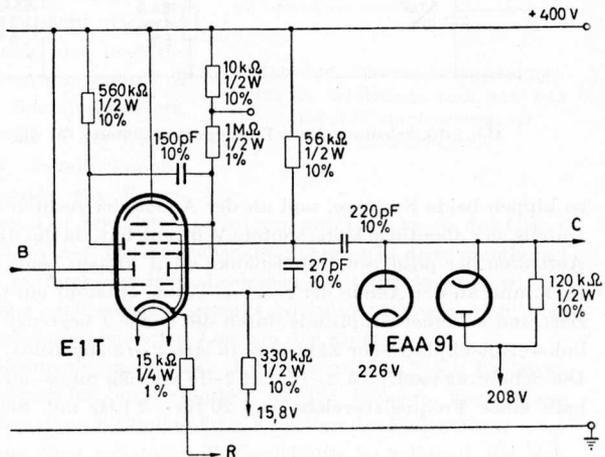


Abb. 2-14. Einfache Zählhaltung mit der E 1 T für niedrige Impulsfolgefrequenzen

stellung wird der negative Impuls, der bei Übergang des Strahls auf die Rückstellanode an ihr auftritt, über einen Kondensator von 330 pF auf die rechte Ablenkplatte gegeben. Dieser Kondensator stellt natürlich eine Vergrößerung der Anodenparallelkapazität dar, wodurch die maximale Zählfrequenz beschränkt wird. Sein Wert muß also möglichst kleingehalten werden. Eine Verringerung auf weniger als die Hälfte des angegebenen Wertes ist möglich, wenn man den Strahlstrom während des Rückstellvorganges weitgehend unterdrückt. Dies kann dadurch geschehen, daß man den zu diesem Zeitpunkt an der Schlitzelektrode  $g_4$  auftretenden negativen Impuls über eine Kapazität von 27 pF auf das erste Gitter der Zählröhre gibt. Durch diese Maßnahme wird die höchsterreichbare Zählfrequenz nahezu verdoppelt. Die Schaltung ist in *Abb. 2-15* wiedergegeben und enthält noch einige weitere Verbesserungen. Eine zusätzliche Diode sorgt dafür, daß die

Abb. 2-15  
Verbesserte Zählhaltung  
mit E 1 T



von der Schlitzelektrode  $g_4$  abgeleiteten und differenzierten positiven Impulse, die zur Weiterstellung der nachgeschalteten Zählstufe dienen, auf einen bestimmten Amplitudenwert begrenzt werden. Ferner ist in dieser Schaltung die Speisespannung von dem sonst üblichen Wert von 300 V auf 400 V erhöht worden. Diese Maßnahme bewirkt eine schärfere Bündelung des Elektronenstrahls und damit einen steileren Stromanstieg beim Übergang des Strahls auf die Rückstellanode. Der negative Spannungsimpuls für die Strahlrückstellung erhält damit eine wesentlich steilere Flanke bei gleichzeitiger Erhöhung der Amplitude. Die Katode der Zählröhre liegt nicht mehr an Masse, sondern ist mit dem Abgriff R eines Spannungsteilers verbunden. Dadurch ist, wie noch gezeigt wird, auf einfache Weise die Löschung des Zählergebnisses möglich.

Die Schaltung eines Eingangsimpulsformers, die in Verbindung mit der Schaltung nach *Abb. 2-15* entworfen wurde, zeigt *Abb. 2-16*. Im Ruhezustand, für den die eingetragenen Potentialwerte gelten, führt das linke Triodensystem Strom, während das rechte System gesperrt ist. Gelangt eine negative Impulsflanke über A an das Gitter der linken Triode,

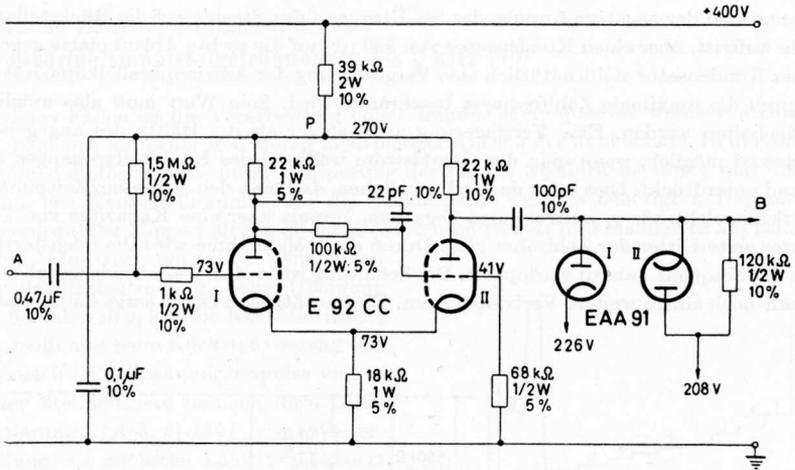


Abb. 2-16. Schaltung eines Eingangsimpulsformers für die Schaltung nach Abb. 2-15

so kippen beide Systeme, und an der Anode der rechten Triode entsteht ein negativer Impuls, der allerdings keine weitere Wirkung hat, da ihn die Diode II unterdrückt. Beim Auftreten der positiven Impulsflanke an A kippen beide Systeme in die Ruhelage zurück, und an der Anode der rechten Triode entsteht ein positiver Impuls, der differenziert und in seiner Amplitude durch die Diode I begrenzt wird. Dieser Impuls wird der linken Ablenkplatte der Zählröhre in Abb. 2-15 zugeführt.

Die Schaltung nach Abb. 2-15 und 2-16 vermag Sinus- und Rechteckspannungen innerhalb eines Frequenzbereichs von 20 Hz ... 2 kHz mit Sicherheit zu zählen; bei Sinus-

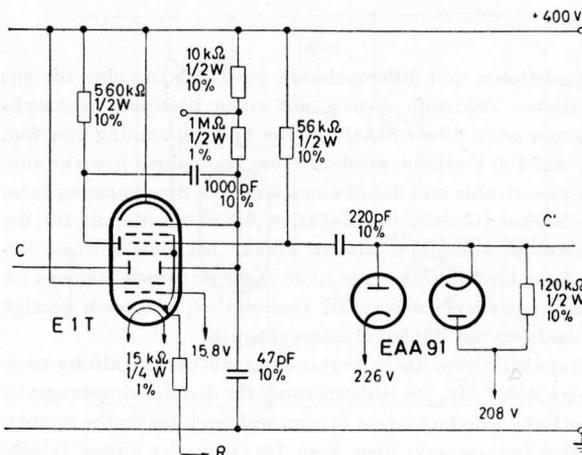


Abb. 2-17. Einfache Schaltung einer Dekadenstufe zum Anschluß an die Schaltung nach Abb. 2-15

spannungen sollte der Effektivwert größer als 15 V sein. Bei Frequenzen unter 20 Hz wird zweckmäßigerweise der am Eingang liegende Kondensator vergrößert. Falls negative Impulse gezählt werden sollen, ist die Amplitude nicht kleiner als 20 V zu wählen; die Folgefrequenz kann dann innerhalb des Bereichs von 0...2 kHz liegen. Haben diese Impulse rechteckige Form, so sollte die Mindest-Fußbreite  $3 \mu\text{s}$  sein.

Der Ausgang *C* der Schaltung nach Abb. 2-15 führt zur nächsten Dekadenstufe, deren Schaltung in Abb. 2-17 dargestellt ist. Da sie nur mit dem zehnten Teil der Eingangsfrequenz beaufschlagt wird, ist ihr Aufbau einfach und entspricht etwa der Schaltung nach Abb. 2-14. Auch hier liegt die Katode nicht an Masse, sondern am Abgriff *R* des in Abb. 2-18 gezeigten Spannungsteilers. Wird nämlich der Kurzschluß des 47-k $\Omega$ -Widerstandes durch Drücken des Schalterknopfes aufgehoben, so erhält die Katode ein Potential von etwa +36 V gegen Masse. Der Strahlstrom wird nun unterdrückt, da das Gitter ja nur ein festes Potential von 15,8 V hat. Die Anodenspannung erreicht dann annähernd den Wert der Speisespannung, wodurch der beim Loslassen des Druckknopfes wieder einsetzende Elektronenstrahl ganz nach rechts abgelenkt wird und die Position „0“ einnimmt. Diese Anordnung ermöglicht ein einfaches Löschen der Stufe.

Den Spannungsteiler für die Stromversorgung aller Stufen zeigt Abb. 2-19. Er ist so dimensioniert, daß vier Dekadenstufen angeschlossen werden können. Spannungsschwankungen von  $\pm 10\%$  bleiben ohne Einfluß auf die Funktion des Zählwerkes. Die Heizung der Dioden hat aus einer separaten Trafowicklung zu erfolgen, die sich gleichspannungsmäßig auf einem Potential von 208 V befindet.

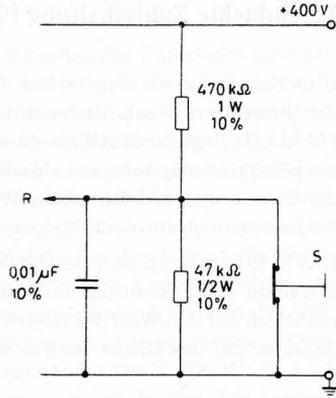


Abb. 2-18. Spannungsteilerschaltung für die Schaltungen nach Abb. 2-15 und 2-17 zur Löschung des Zählerstandes

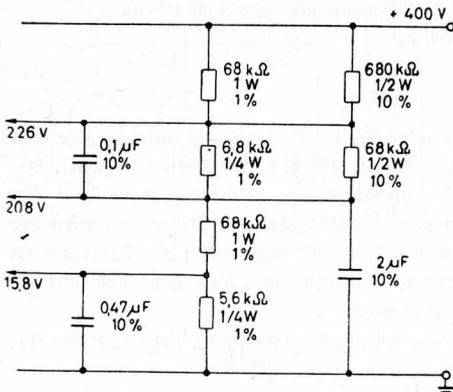


Abb. 2-19. Spannungsteilerschaltung für die Stromversorgung der Zählstufen nach Abb. 2-15 und 2-17

## Vereinfachte Zählhaltung für Impulsfolgefrequenzen bis 10 kHz

Eine Schaltung, die hinsichtlich ihres Aufwandes und ihrer Leistungsfähigkeit zwischen der im vorigen Abschnitt beschriebenen und der üblichen Zählhaltung mit der E 1 T bis 30 kHz liegt, ist in *Abb. 2-20* wiedergegeben. Sie enthält neben der Zählröhre je Stufe nur ein Triodensystem und eine Duodiode. Bemerkenswert ist hierbei vor allem, daß an die Tolerierung der benötigten Widerstände und Kondensatoren nur die normalen Anforderungen ( $\pm 10 \dots \pm 20\%$ ) gestellt werden.

Das Triodensystem ist zunächst stromlos. Erst wenn der Elektronenstrahl die Schlitzelektrode  $g_4$  in Richtung auf die Rückstallanode verläßt, steigt die Spannung an  $g_4$  praktisch auf den Wert der Speisespannung. Dieser Spannungsanstieg wird über den Kondensator auf das Gitter des Triodensystems übertragen; dieses wird somit stromleitend.

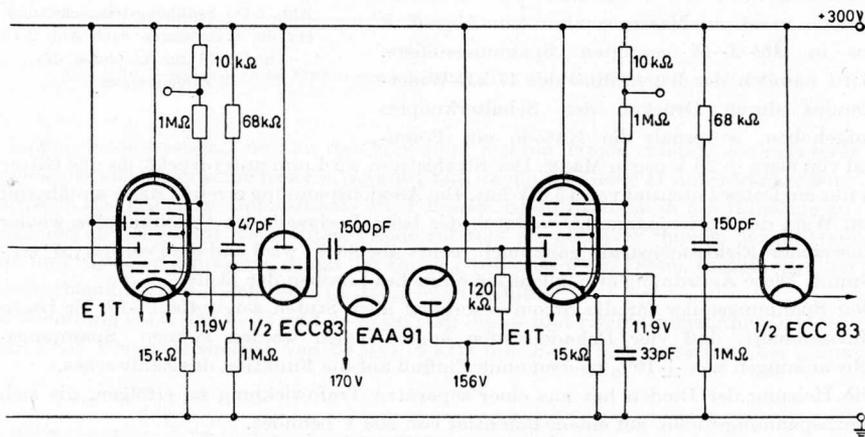


Abb. 2-20. Vereinfachte Zählhaltung für Impulsfolgefrequenzen bis 10 kHz

Als Folge davon steigt das Potential der Katoden beider Röhren, die miteinander verbunden sind, plötzlich an, so daß der Strahlstrom in der E 1 T unterdrückt wird. Die Dauer dieser Sperrung hängt von den Zeitkonstanten der Schlitzelektrode und des Triodengitters und der mit ihnen verbundenen Schaltmittel ab. Hierdurch wird der wieder einsetzende Strahl nach rechts auf die Position „0“ abgelenkt; gleichzeitig wird der Spannungsanstieg an der Katode differenziert, durch die Diode begrenzt und als Weiterstellimpuls der nachfolgenden Zählstufe zugeführt.

Die mit dieser Anordnung maximal erreichbare Impulsfolgefrequenz liegt bei 10 kHz, was für eine Reihe praktischer Anwendungsfälle vollauf genügt.

**Treiberstufen für mechanische Zählwerke [21]**

Häufig soll auf die mit der dekadischen Zählröhre E 1 T bestückten Zählstufen ein elektromechanisches Zählwerk folgen. Es muß dann eine Treiberstufe zwischengeschaltet werden, die die zur Betätigung des Zählwerkes erforderliche Leistung aufzubringen vermag. Zwei hierfür geeignete Schaltungen werden nachstehend beschrieben.

In der Schaltung nach Abb. 2-21 ist im Ruhezustand das linke System der Doppeltriode gesperrt, das rechte leitend. Ein von der letzten elektronischen Zählstufe abgegebener positiver Impuls bewirkt das Kippen beider Systeme, so daß das Potential der rechten Anode nahezu auf den Wert der Speisespannung ansteigt. Hierdurch wird die Neon-Glimmlampe *Ne* zum Zünden gebracht, und das erste Gitter der Endröhre EL 84, die vordem gesperrt war, wird positiv. Der entstehende Anodenstromstoß betätigt das elektromechanische Zählwerk *Z*. Obwohl der auslösende Eingangsimpuls nur wenige Mikrosekunden breit sein mag, ist die Dauer des Anodenstromstoßes durch die EL 84 doch lang genug, um das sichere Ansprechen des Zählwerkes zu gewährleisten. Die Doppeltriode kippt erst nach einer gewissen Zeit wieder in den Ruhezustand zurück, die im wesentlichen durch die Zeitkonstante  $C_2 R_6$  bestimmt wird.

Eine einfachere Schaltung zeigt Abb. 2-22. Hier wird ein Thyatron PL 21 benutzt, das im Ruhezustand gelöscht ist. Der positive Auslöseimpuls bringt die Röhre zum Zünden, und es fließt ein Stromstoß durch das Zählwerk *Z*. Gleichzeitig entlädt sich  $C_3$  über die Selbstinduktion *L*, die bestrebt ist, den fließenden Strom aufrechtzuerhalten; hierdurch sinkt die Spannung an der Anode schließlich unter den Wert der Bogenspannung, und das Thyatron löscht wieder.

Beide beschriebenen Schaltungen belasten den Stromversorgungsteil nicht unerheblich, so daß unter Umständen Rückwirkungen in dem elektronischen Zählwerk auftreten können, falls keine besonderen Maßnahmen zur Stabilisierung der Speisespannung getroffen werden. Es ist daher zweckmäßiger, die Treiberstufen aus einem besonderen Netzteil mit Strom zu versorgen.

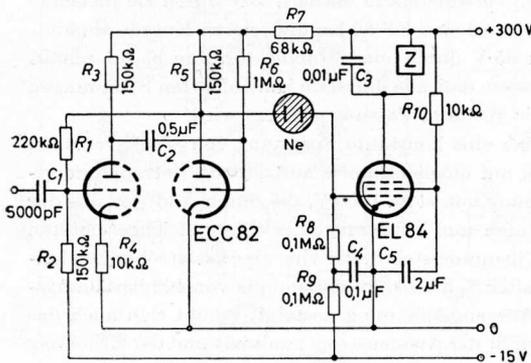


Abb. 2-21. Treiberstufe für ein mechanisches Zählwerk

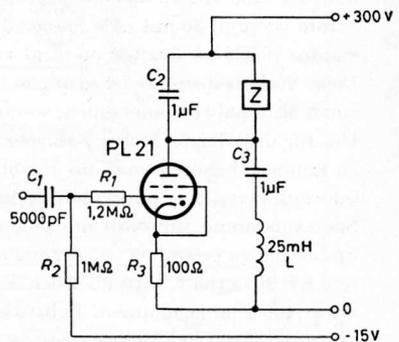


Abb. 2-22. Treiberstufe unter Verwendung einer Thyatronröhre

### Sechsstufige Untersetterschaltung für GM-Zählrohre [38]

In Abb. 2–23 ist die Schaltung eines sechsstufigen Unteretzers für Geiger-Müller-Zählrohre dargestellt. Das Gerät enthält außerdem einen stabilisierten Stromversorgungsteil zur wahlweisen Entnahme von 200...400 V für die Zählrohrtypen *Valvo* 18503 und 18504 oder 400...800 V für die Typen 18513 und 18514. Die Spannung ist jeweils innerhalb der angegebenen Grenzen einstellbar. Auch die Speisespannung für die Unteretzterstufen wird einem stabilisierten Stromversorgungsteil entnommen.

Das Auflösungsvermögen ist größer als 20000 Impulse je Sekunde. Am Ausgang kann ein elektromechanisches Zählwerk angeschlossen werden, das bei einer einseitigen mittleren Impulsfolgefrequenz von etwa 1000 Hz demnach für die Zählung von maximal 15 Impulsen je Sekunde zu dimensionieren ist.

Aus Preisgründen wird in der Schaltung ausschließlich von normalen Rundfunkröhren Gebrauch gemacht. Die mit Doppeltrioden ECC 40 bestückten Stufen sind in bekannter Weise in Eccles-Jordan-Schaltung aufgebaut. Die von dem selbstlöschenden Zählrohr gelieferten negativen Impulse werden dem rechten Gitter einer ECC 40 zugeführt, die als Impulsformer dient. Das rechte Triodensystem wird jeweils kurzzeitig gesperrt, während das linke stromleitend wird. Beim Zurückkippen entsteht an dem *RL*-Netzwerk in der Anodenleitung des linken Systems ein steiler positiver Impuls, der eine Fußbreite von etwa  $3 \times 10^{-7}$  s hat. Er wird der EBC 41, die im Ruhezustand eine negative Gittervorspannung von etwa  $-6,5$  V hat (Schalter  $S_1$  in oberer Position), zugeführt. Anschließend werden die Unteretzterstufen durchlaufen, deren Wirkungsweise als bekannt vorausgesetzt werden kann. Durch Umlegen des Schalters  $S_1$  in die untere (gezeichnete) Position kann man den Zählvorgang jederzeit unterbrechen, da die EBC 41 dann eine negative Gittervorspannung von 85 V erhält. Parallel zu dem Anodenwiderstand des rechten Triodensystems jeder Unteretzterstufe ist eine Neon-Glimmlampe mit Vorwiderständen geschaltet, die den jeweiligen Zustand anzeigt. Als Endröhre wird eine EL 41 benutzt, die das elektromechanische Zählwerk betätigt.

Zur Stromversorgung der Unteretzterstufen dient ein elektronisch stabilisierter Netzteil, der eine EL 41 als veränderbaren Vorwiderstand enthält. Der durch sie fließende Strom ist rund 30 mA. Als Steuerröhre wird eine EF 80 benutzt, deren Katode ein konstantes positives Bezugspotential von 85 V durch eine Stabilisatorröhre 85 A1 erhält. Diese Stabilisatorröhre ist so angeschlossen, daß alle durch sie kontrollierten Spannungen einen Minimalwert annehmen, wenn sie aus ihrer Fassung entfernt wird.

Um für das Geiger-Müller-Zählrohr über eine konstante Spannung von 800 V verfügen zu können, benötigt man im Hinblick auf möglicherweise auftretende Netzspannungsschwankungen eine unregelte Spannung von etwa 1000 V, die durch Addition aus der Speisespannung für die Unteretzterstufen und einer mit einer EZ 40 gleichgerichteten Spannung zu gewinnen ist. An einem Spannungsteiler, der eine als Ballaströhre geschaltete EF 80 enthält, wird über den Schalter  $S_4$  die Zählrohrspannung von 400 beziehungsweise 800 V abgenommen. Falls die Ausgangsspannung ansteigt, erhöht sich auch das Gitterpotential der Ballaströhre, wodurch der Anodenstrom zunimmt und der Erhöhung der Ausgangsspannung wegen des vergrößerten Spannungsabfalls am Anodenwiderstand entgegenwirkt. Als Spannungsnormal dient wieder die Stabilisatorröhre 85 A 1. Mit dem 500-k $\Omega$ -Potentiometer kann die gewünschte Spannung innerhalb der oben an-

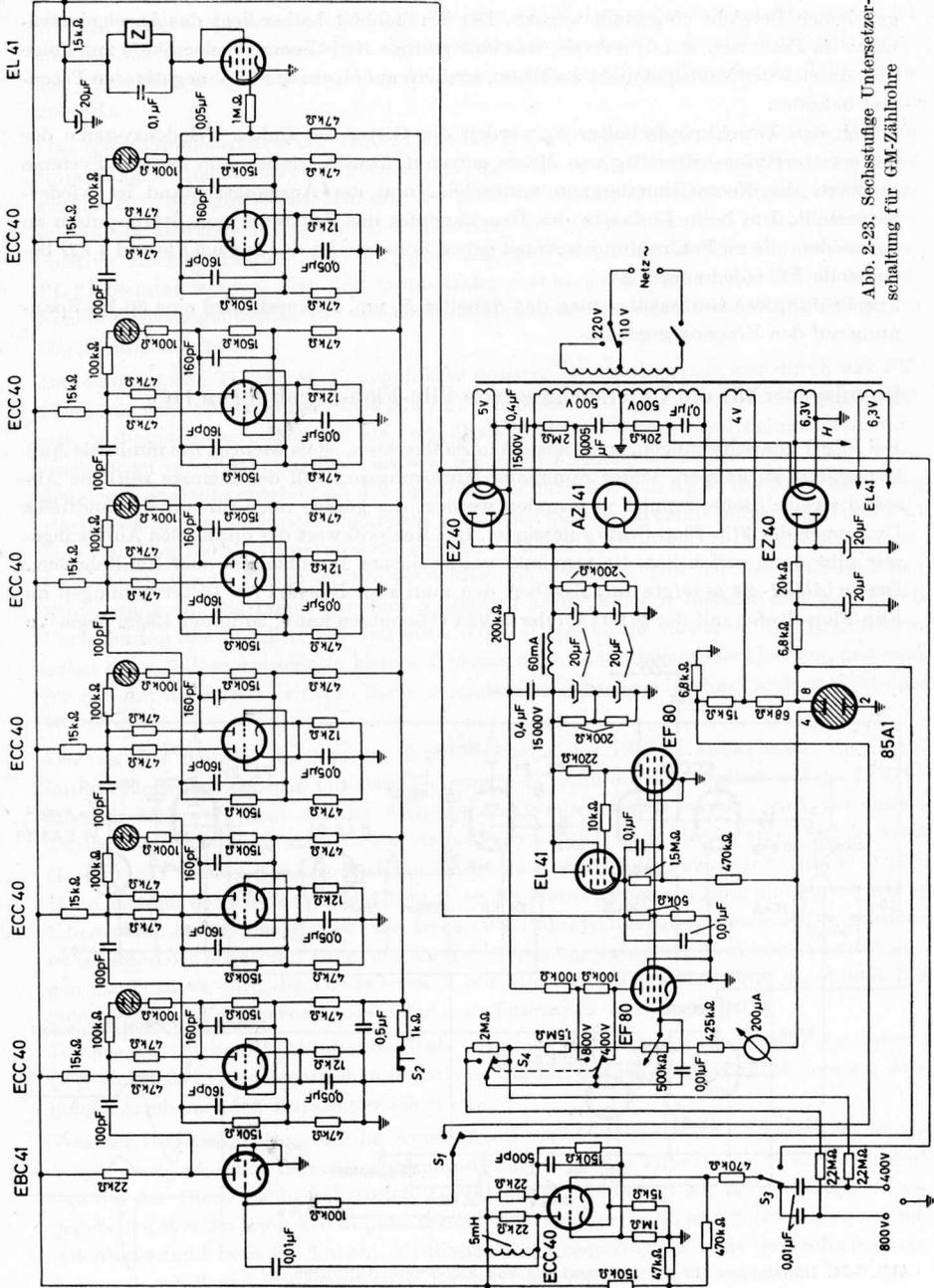


Abb. 2-23. Sechsstufige Untersetzerschaltung für GM-Zählrohre

gegebenen Bereiche eingestellt werden. Der Einfachheit halber liegt das Anzeigeelement im Potentiometerstromkreis, was eine geringe Nichtlinearität der Skala zur Folge hat, da sich der Minuspol nicht an Masse, sondern auf einem um 85 V negativeren Potential befindet.

Durch den Druckknopfschalter  $S_2$  werden die Gitter der linken Triodensysteme der Untersetzestufen kurzzeitig von Masse getrennt. Damit werden alle rechten Systeme gesperrt, die Neon-Glimmlampen verlöschen, und der Ausgangszustand ist wieder hergestellt. Um beim Loslassen des Druckknopfes das Auftreten von Störimpulsen zu vermeiden, die zu Fehlzählungen Anlaß geben könnten, ist das aus  $0,5 \mu\text{F}$  und  $1 \text{ k}\Omega$  bestehende  $RC$ -Glied eingefügt.

Zur Prüfung des Gerätes legt man den Schalter  $S_3$  um. Dadurch wird eine 50-Hz-Spannung auf den Eingang gegeben.

### Impulsgeber für die Untersuchung von Flip-Flop-Schaltungen [46]

Bei Flip-Flop-Schaltungen, zum Beispiel in Zählgeräten, ist es wichtig, die minimale Auflösungszeit zu kennen. Unter minimaler Auflösungszeit soll der kleinste zeitliche Abstand zweier Steuerimpulse verstanden werden, der gerade noch für ein einwandfreies Umkippen der Flip-Flop-Stufe zulässig ist. Der Reziprokwert der minimalen Auflösungszeit gibt dann ersichtlich die maximal verarbeitbare Impulsfolge- oder Zählfrequenz. Der in *Abb. 2-24* gezeigte Impulsgeber, den man zum Beispiel für Untersuchungen an Flip-Flop-Stufen mit der E 90 CC oder E 92 CC benutzen kann, ist in der Lage, negative

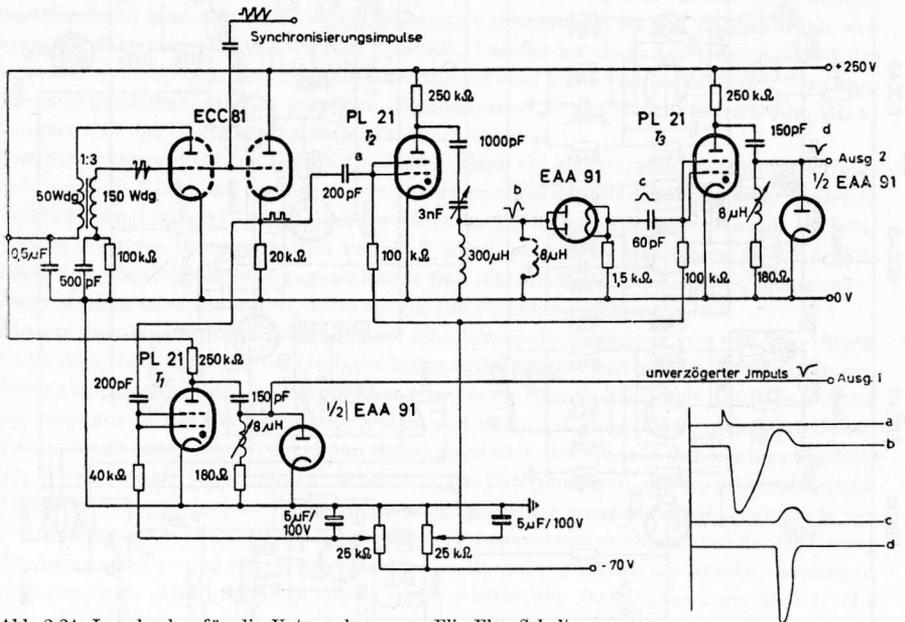


Abb. 2-24. Impulsgeber für die Untersuchung von Flip-Flop-Schaltungen

dreieckförmige Doppelimpulse (Amplitude etwa 100 V, Impulsbreite einstellbar zwischen 0,05 und 0,2  $\mu\text{s}$ ) abzugeben, deren zeitlicher Abstand zwischen 0,05 und 2  $\mu\text{s}$  kontinuierlich einstellbar ist. Die (feste) Impulsfolgefrequenz der Doppelimpulse ist dabei etwa 2000 Hz.

Das erste Triodensystem der ECC 81 in *Abb. 2-24* arbeitet als Sperrschwinger, der die Impulsfolgefrequenz von etwa 2000 Hz erzeugt. Die zweite Triode ist als Katodenfolger geschaltet. Auf diese Weise wird nur der positive Teil der Gitterschwingung des Sperrschwingers übertragen. Am Katodenwiderstand des zweiten Systems entstehen scharfe positive Rechteckimpulse, die zur gleichzeitigen Steuerung zweier Thyatronröhren PL 21 benutzt werden. Von den miteinander verbundenen Gittern der ECC 81 können Synchronisierungsimpulse für den Impulsablenkteil eines Katodenstrahl-Oszillografen abgenommen werden.

Der dem unteren Thyatron  $T_1$  zugeführte positive Rechteckimpuls, der durch das  $RC$ -Glied vor dem Gitter (40 k $\Omega$  und 200 pF) differenziert wird, zündet die Röhre. Es hat sich in diesem Anwendungsfall als vorteilhaft erwiesen, Steuer- und Schirmgitter miteinander zu verbinden, um einen äußerst schnellen Zündensatz zu erreichen. Beim Zünden des Thyatrons entsteht an der variablen Induktivität von 8  $\mu\text{H}$ , die einen Teil eines stark gedämpften Serienschwingkreises bildet, ein nahezu dreieckförmiger negativer Impuls von etwa 100 V; die parallel zur Induktivität von 8  $\mu\text{H}$  und dem 180- $\Omega$ -Dämpfungswiderstand gelegte Diodenstrecke schneidet den positiven Teil der fast aperiodischen Schwingung ab. Die Länge der dem Ausgang 1 entnehmbaren Impulse läßt sich durch Veränderung der Induktivität von etwa 0,05...0,2  $\mu\text{s}$  stetig variieren. Die Impulsform selbst kann, falls erwünscht, in kleinen Grenzen noch dadurch verändert werden, daß man für den mit der Induktivität in Serie liegenden Dämpfungswiderstand andere Werte als 180  $\Omega$  wählt.

Der an der Katode des zweiten Triodensystems der ECC 81 entstehende Rechteckimpuls zündet gleichzeitig mit dem Thyatron  $T_1$  auch die unmittelbar auf die ECC 81 folgende Röhre  $T_2$ , mit der der Abstand der Doppelimpulse erzeugt wird. Zu diesem Zweck liegt zwischen der Anode dieses Thyatrons und Masse eine Induktivität ( $L = 300 \mu\text{H}$  beziehungsweise 8  $\mu\text{H}$ ) in Serie mit einem Drehkondensator (20...3000 pF). Beim Zünden des Thyatrons entsteht über der Induktivität ein Spannungsstoß, wie er schematisch bei *b* wiedergegeben ist. Die an die Induktivität angeschlossene Doppeldiode ist während des negativen Teiles des Ausgleichvorganges gesperrt. Erst beim Überschwingen ins Positive wird die Diode leitend, und die letzte Thyatronröhre  $T_3$  zündet mit einer gewissen Verzögerung gegenüber dem Thyatron  $T_1$  (Ausgang 1).

Die das Thyatron  $T_3$  enthaltende Stufe (Ausgang 2) entspricht im Aufbau der unteren ( $T_1$ ) und liefert einen identischen negativen Impuls, der jedoch gegenüber dem am Ausgang 1 erscheinenden Impuls verzögert ist.

Von der Dimensionierung des im Anodenkreis von  $T_2$  liegenden Schwingkreises ist die Verzögerung zwischen dem Eingangsimpuls am Gitter des Thyatrons  $T_1$  und dem Zünden des der Diode nachgeschalteten Thyatrons  $T_3$  abhängig. Mit den in *Abb. 2-24* angegebenen Werten kann der Impulsabstand etwa zwischen 0,05 und 2  $\mu\text{s}$  variiert werden. Allerdings muß man bei kurzen Abständen die Gesamtinduktivität des Schwingkreises durch Parallelschaltung einer Induktivität von 8  $\mu\text{H}$  herabsetzen.

## Impulsgeber für Zählerhaltungen mit der E 1 T [28]

Der nachstehend beschriebene Impulsgeber ist in erster Linie für Untersuchungen an Zählerhaltungen mit der dekadischen Zählröhre E 1 T geeignet, für die bekanntlich dreieckförmige positive Impulse für die Weiterstellung des Elektronenstrahls benötigt werden<sup>6)</sup>. Der Impulsgeber, dessen vollständiges Schaltbild in *Abb. 2-25* wiedergegeben ist, liefert positive dreieckförmige Impulse, bei denen folgende Größen unabhängig voneinander eingestellt werden können:

1. Impulsfrequenz: kontinuierlich zwischen 400 Hz und 360 kHz
2. Frontsteilheit: kontinuierlich zwischen  $60 \cdot 10^6$  V/s und  $10^6$  V/s
3. Rückflankensteilheit: kontinuierlich zwischen  $180 \cdot 10^5$  V/s und  $0,5 \cdot 10^5$  V/s
4. Amplitude: kontinuierlich zwischen 0 und 36 V, und zwar:
  - a) bei Konstanzhaltung von Front- und Rückflankensteilheit (Anstieg- und Abfallzeit ändern sich dabei entsprechend)
  - b) bei Konstanzhaltung der Anstieg- und Abfallzeit des Impulses (mit gleichzeitiger entsprechender Änderung von Front- und Rückflankensteilheit)

Die Veränderung einer der genannten Größen ruft dabei durch wechselseitige Beeinflussung nur eine Änderung von weniger als 2% der übrigen Größen hervor.

Insgesamt sind 7 Regelorgane vorhanden, die in *Abb. 2-25* mit den entsprechenden umrandeten Ziffern versehen sind und auf die im folgenden jeweils Bezug genommen wird.

### Stückliste zur Schaltung nach *Abb. 2-25*

$R_1 = 10 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{26} = 0,1 \text{ M}\Omega$	$C_1 = 450 \text{ V } 50 \mu\text{F}$
$R_2 = 10 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{27} = 0,18 \text{ M}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$C_2 = 450 \text{ V } 50 \mu\text{F}$
$R_3 = 15 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$R_{28} = 1 \text{ M}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$C_3 = 500 \text{ V } 0,39 \mu\text{F}$
$R_4 = 15 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$R_{29} = 56 \Omega \text{ } 1/8 \text{ W}$	$C_4 = 500 \text{ V } 0,1 \mu\text{F}$
$R_5 = 0,2 \text{ M}\Omega$	$R_{30} = 470 \Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$C_5 = 500 \text{ V } 1,5 \text{ nF}$
$R_6 = 0,5 \text{ M}\Omega$	$R_{31} = 22 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$C_6 = 500 \text{ V } 180 \text{ pF}$
$R_7 = 1,2 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$R_{32} = 22 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$C_7 = 500 \text{ V } 18+12 \text{ pF}$
$R_8 = 15 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{33} = 5,6 \text{ k}\Omega \text{ 2 W}$	$C_8 = 500 \text{ V } 1,5 \text{ nF}$
$R_9 = 33 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$R_{34} = 1 \text{ M}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$C_9 = 500 \text{ V } 68 \text{ pF}$
$R_{10} = 470 \Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$R_{35} = 5,6 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$C_{10} = 500 \text{ V } 12 \text{ pF}$
$R_{11} = 15 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{36} = 5,6 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$C_{11} = 500 \text{ V } 22 \text{ pF}$
$R_{12} = 15 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{37} = 50 \text{ k}\Omega$	$C_{12} = 500 \text{ V } 0 \dots 200 \text{ pF}$
$R_{13} = 15 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{38} = 18 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$C_{13} = 500 \text{ V } 10 \text{ nF}$
$R_{14} = 15 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{39} = 18 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$C_{14} = 500 \text{ V } 0,12 \mu\text{F}$
$R_{15} = 15 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{40} = 33 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$C_{15} = 500 \text{ V } 680 \text{ pF}$
$R_{16} = 15 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{41} = 5 \text{ k}\Omega$	$C_{16} = 500 \text{ V } 1 \mu\text{F}$
$R_{17} = 0,1 \text{ M}\Omega \text{ } 1/4 \text{ W}$	$R_{42} = 56 \Omega \text{ } 1/8 \text{ W}$	$C_{17} = 500 \text{ V } 56 \text{ nF}$
$R_{18} = 470 \Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$R_{43} = 18 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$C_{18} = 500 \text{ V } 0,1 \mu\text{F}$
$R_{19} = 3,3 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{44} = 1,8 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$C_{19} = 500 \text{ V } 82 \text{ pF}$
$R_{20} = 3,3 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{45} = 56 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$C_{20} = 500 \text{ V } 0,1 \mu\text{F}$
$R_{21} = 0,1 \text{ M}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$R_{46} = 25 \text{ k}\Omega$	$C_{21} = 500 \text{ V } 0,22 \mu\text{F}$
$R_{22} = 0,39 \text{ M}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$R_{47} = 6,8 \text{ k}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$C_{22} = 500 \text{ V } 0,1 \mu\text{F}$
$R_{23} = 39 \Omega \text{ } 1/8 \text{ W}$	$R_{48} = 470 \Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$C_{23} = 500 \text{ V } 680 \text{ pF}$
$R_{24} = 1,2 \text{ k}\Omega \text{ 1 W}$	$R_{49} = 470 \Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$C_{24} = 500 \text{ V } 220 \text{ pF}$
$R_{25} = 0,56 \text{ M}\Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	$R_{50} = 470 \Omega \text{ } 1/2 \text{ W}$	

<sup>6)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK. II.11. Seite 130

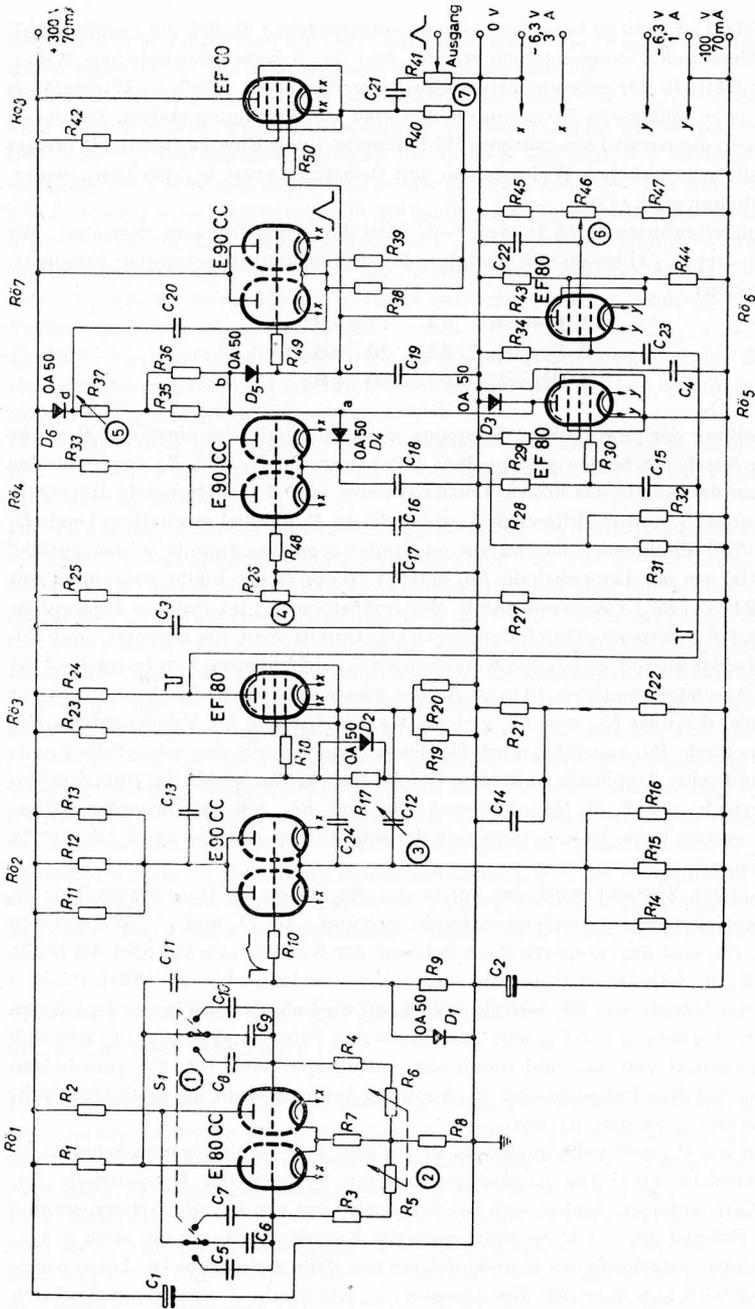


Abb. 2-25. Impulsgeber für Zählschaltungen mit der E 1 T

Zu dem Schaltbild ist noch zu bemerken, daß an verschiedenen Stellen die Parallelschaltung von Widerständen vorgenommen wurde, weil die jeweils erforderlichen Widerstandswerte außerhalb der gebräuchlichen Normenwerte liegen oder weil Widerstände mit kleineren oder gängigeren Belastungswerten eher zur Verfügung stehen. Selbstverständlich können die parallel geschalteten Widerstände durch Einzelwiderstände ersetzt werden, falls die erforderlichen Widerstands- und Belastungswerte bei den Ersatzwiderständen eingehalten sind.

Durch die Multivibratorstufe  $R\ddot{o}_1$  in *Abb. 2–25* wird die Impulsfrequenz bestimmt. Mit dem Stufenschalter  $S_1$  (1) lassen sich die folgenden drei (sich überdeckenden) Frequenzbereiche einstellen:

1. Bereich: 0,4... 7,5 kHz
2. Bereich: 5,5... 80 kHz
3. Bereich: 33 ...360 kHz

Die Feineinstellung der gewünschten Frequenz kann innerhalb der einzelnen Bereiche kontinuierlich durch die beiden gekoppelten Potentiometer  $R_5$  und  $R_6$  vorgenommen werden. Der an der Anode des linken Triodensystems von  $R\ddot{o}_1$  entstehende Rechteckimpuls wird durch  $C_{11}$  und  $R_9$  differenziert, wobei die zu  $R_9$  parallel geschaltete Diode  $D_1$  den positiven Teil abschneidet, so daß nur ein steiler negativer Impuls zu den parallel geschalteten Gittern der Doppeltriode  $R\ddot{o}_2$  gelangt. Diese Röhre bildet zusammen mit der Pentode EF 80 ( $R\ddot{o}_3$ ) eine monostabile Multivibratorstufe; im stabilen Zustand ist  $R\ddot{o}_2$  leitend und  $R\ddot{o}_3$  gesperrt. Durch den negativen Impuls wird  $R\ddot{o}_2$  gesperrt, und  $R\ddot{o}_3$  führt während einer kurzen, durch den Kondensator  $C_{12}$  einstellbaren Zeit (etwa  $1 \dots 2 \mu\text{s}$ ) einen starken Anodenstrom (etwa 40 mA). An der Anode entsteht dadurch ein negativer Rechteckimpuls, der über  $C_{15}$  und  $C_{23}$  gleichzeitig den Gittern der Schaltpentode  $R\ddot{o}_5$  und der Ladepentode  $R\ddot{o}_6$  zugeführt wird. Da dieser Schaltimpuls eine sehr große Frontsteilheit hat und seine Amplitude außerdem etliche Male größer ist als die zum Anodenstrom-Einsatzpunkt der  $I_a-U_g$ -Kennlinie von  $R\ddot{o}_5$  und  $R\ddot{o}_6$  gehörige negative Gitterspannung, werden beide Röhren innerhalb der sehr kurzen Zeit von etwa  $2,5 \cdot 10^{-8}$  s vollständig gesperrt.

Im stromführenden Zustand wird die Anode von  $R\ddot{o}_5$  durch die Germaniumdiode  $D_3$  auf Massepotential gehalten, desgleichen Punkt  $a$ ,  $b$  und  $c$  bei  $D_4$  und  $D_5$ . Werden nun beide Röhren,  $R\ddot{o}_5$  und  $R\ddot{o}_6$ , gesperrt, dann lädt sich der Kondensator  $C_{19}$  über die Diode  $D_6$ ,  $R_{37}$ ,  $R_{35}/R_{36}$  und die Diode  $D_5$  positiv auf, und zwar so lange, bis schließlich Punkt  $a$  das Potential der Katode von  $R\ddot{o}_4$  erreicht hat. Dann wird nämlich die Diode  $D_4$  leitend, und die weitere Aufladung von  $C_{19}$  hört auf. Durch das Potentiometer  $R_{26}$  (4) läßt sich das Katodenpotential von  $R\ddot{o}_4$  und damit die Aufladespannung von  $C_{19}$  verschieden hoch einstellen. Mit dem Potentiometer  $R_{37}$  kann die Anstiegsgeschwindigkeit (Steilheit) der Aufladung an  $C_{19}$  variiert werden.

Die Aufladung von  $C_{19}$  geht vollkommen linear vor sich, was durch folgende Schaltungsmaßnahmen erreicht wird: Die parallel geschalteten Systeme der Doppeltriode  $R\ddot{o}_7$  arbeiten als Katodenfolger. Ändert sich bei der Aufladung von  $C_{19}$  die Gitterspannung von  $R\ddot{o}_7$  zum Beispiel um  $+1$  V, so steigt auch die Katodenspannung um etwa  $+1$  V, da die Spannungsverstärkung des Katodenfolgers ungefähr gleich Eins ist. Diese Spannungserhöhung wird nun über den Kondensator  $C_{20}$  auf Punkt  $d$  übertragen. Dadurch

bleibt der Spannungsabfall über dem Ladewiderstand  $R_{37}$ ,  $R_{35}/R_{36}$  und damit der Ladestrom während des Aufladevorganges weitgehend konstant.

Ist der von  $R_{\bar{0}_3}$  abgenommene Schaltimpuls, dessen Dauer mit  $C_{12}$  (3) eingestellt werden kann, gerade so lang, wie die Aufladung an  $C_{19}$  dauert, dann werden wegen der ebenfalls sehr steilen Schaltimpuls-Rückflanke die Röhren  $R_{\bar{0}_5}$  und  $R_{\bar{0}_6}$  unmittelbar nach Beendigung der Aufladung momentan wieder geöffnet. Die Punkte  $a$  und  $b$  werden ebenso plötzlich wieder auf Massepotential gebracht, und  $C_{19}$  entlädt sich, da  $D_5$  nun sperrt, über die Pentode  $R_{\bar{0}_6}$ . Der Kondensator  $C_{19}$  verliert seine Ladung weitgehend linear, und zwar proportional der Größe des Anodenstroms von  $R_{\bar{0}_6}$ , die mit dem Potentiometer  $R_{46}$  variiert werden kann. Es ergibt sich somit ein genau dreieckförmiger zeitlicher Verlauf des Potentials von Punkt  $c$ .

Punkt  $c$  ist galvanisch mit dem Gitter der Katodenfolger-Ausgangsstufe  $R_{\bar{0}_8}$  gekoppelt. Der entstehende positive Ausgangs-Dreieckimpuls wird zwischen dem Abgriff des Potentiometers  $R_{41}$  und Masse abgenommen.

Die Veränderung der verschiedenen Impulsgrößen (Folgefrequenz, Amplitude und so weiter) erreicht man in *Abb. 2-25* somit auf folgende Weise (vergleiche die umrandeten Ziffern in der Abbildung):

Die Impulsfolgefrequenz-Grobeinstellung geschieht durch den Stufenschalter  $S_1$  (1), während die Impulsfolgefrequenz-Feineinstellung mit den beiden gekoppelten Potentiometern  $R_5$  und  $R_6$  (2) erfolgt. Die Impulsanstiegszeit wird durch die Größe des Kondensators  $C_{12}$  (3) eingestellt, da er die Dauer des von  $R_{\bar{0}_3}$  weitergegebenen Schaltimpulses bestimmt. Es ist hier ein von 0...200 pF veränderlicher Drehkondensator vorzusehen. Da die Rückflanke des Impulses zeitlich mit der Beendigung der Aufladung des Kondensators  $C_{19}$  zusammenfallen soll, muß beispielsweise bei Vergrößerung von  $C_{12}$ , das heißt bei Verlängerung der Impulsdauer, auch gleichzeitig entweder die Aufladespannung von  $C_{19}$  erhöht oder die Anstiegsgeschwindigkeit (Steilheit) dieser Spannung entsprechend erniedrigt werden. Dies geschieht durch die linearen Potentiometer  $R_{26}$  (4) und  $R_{37}$  (5), die man mit der Achse von  $C_{12}$  in geeigneter Weise mechanisch kuppeln kann.

Die Änderung der Rückflankensteilheit erfolgt durch das Potentiometer  $R_{46}$  (6), das den Entladestrom von  $C_{19}$  bestimmt. Amplitudenänderungen des Ausgangsimpulses bei konstanter Anstieg- und Abfallzeit lassen sich durch Verstellen des Potentiometers  $R_{41}$  (7) ausführen. Die Vorder- und Rückflankensteilheit ändert sich dabei entsprechend.

## Schaltung zum Vorwärts- und Rückwärtszählen mit dekadischer Zählröhre [24]

Da bekanntlich eine Folge von positiven Impulsen bestimmter Form das Zählen der dekadischen Zählröhre E I T in aufsteigender Richtung veranlaßt, liegt der Gedanke nahe, durch Umkehrung der Polarität der Zählimpulse die Röhre zum Rückwärtszählen zu bringen. Wie Versuche gezeigt haben, ist dies tatsächlich möglich.

Eine Schaltung, die zum wahlweisen Vorwärts- und Rückwärtszählen eingerichtet ist, zeigt *Abb. 2-26*. Die in absteigender Richtung zu zählenden negativen Impulse werden dem Eingang  $A$  zugeführt, während der Eingang  $B$  zum Zählen von positiven Impulsen in Vorwärtsrichtung nach bekannter Art dient. Durch die Schalter  $S_1$ ,  $S_2$ , die mecha-

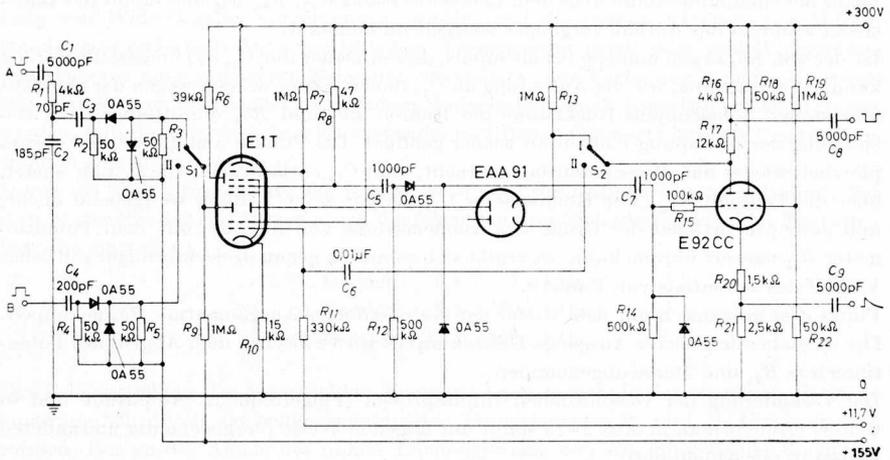


Abb. 2-26. Schaltung zum Vorwärts- und Rückwärtszählen mit der dekadischen Zählröhre E 1 T

nisch gekuppelt sind, kann auf die jeweils gewünschte Zählrichtung umgeschaltet werden. In der gezeichneten Stellung I werden die negativen Impulse der linken Ablenkelektrode der dekadischen Zählröhre zugeführt, nachdem sie zuvor ein Netzwerk passiert haben, das eine geeignete Umformung der ursprünglich rechteckförmigen Impulse bewirkt. Das Glied  $R_1C_2$  hat integrierende, das Glied  $R_2C_3$  dagegen differenzierende Wirkung. Die beiden Halbleiterdioden sorgen für die Unterdrückung des positiven Anteils des differenzierten Impulses.

Sobald der Elektronenstrahl in der Zählröhre, von höheren Ziffernwerten kommend, die Stellung „0“ erreicht hat, muß beim nächstfolgenden Impuls die Vorwärtsstellung auf die Ziffer „9“ erfolgen. Um dies zu erreichen, nutzt man die Tatsache aus, daß beim Ablenken über die Stellung „0“ hinaus der Stromanteil des Gitters  $g_4$  abnimmt. Es entsteht somit an  $g_4$  ein positiver Impuls, der zur Auslösung einer monostabilen Kippstufe mit der Röhre E 92 CC benutzt wird. An der Anode des linken Triodensystems wird hierdurch ein negativer Impuls erzeugt, der über eine Diodenstrecke der rechten Ablenkelektrode der E 1 T zugeführt wird und den Elektronenstrahl in die Stellung „9“ befördert. Während des übrigen Zählvorganges bleibt die Diodenstrecke gesperrt, da die Katode der Diode galvanisch mit der Anode des linken Systems der Doppeltriode verbunden ist und somit auf einem Potential von +300 V liegt. Dagegen nimmt die rechte Ablenkelektrode der E 1 T ein Potential von höchstens 240 V (in der Stellung „0“) an.

Die monostabile Kippstufe ist so zu dimensionieren, daß der von der linken Triodenanode gelieferte negative Vorwärtsstellimpuls gerade die richtige Größe hat. Ist er zu klein, springt der Elektronenstrahl auf Stellung „8“ statt auf „9“, ist er zu groß, gerät der Elektronenstrahl auf die Rückstelanode  $a_1$ ; beides führt zu Fehlzählungen.

Während des Vorwärtsstellvorganges von „0“ auf „9“ entsteht am Verbindungspunkt der Anodenwiderstände  $R_{16}$ ,  $R_{17}$  des linken Triodensystems ein negativer Spannungs-

impuls von etwa 40 V, der nach geeigneter Umformung zur Aussteuerung einer nachfolgenden Dekadenstufe benutzt werden kann. Die Spitzenamplitude des umgeformten Impulses an der linken Ablenkplatte der E 1 T ist  $-17 \pm 1$  V.

Wenn die Schalter  $S_1$  und  $S_2$  in die Position II gebracht werden, erfolgt die Vorwärtszählung von positiven Impulsen, die am Eingang B auftreten. Die Auslösung des Rückstellvorganges von „9“ nach „0“ geschieht gleichfalls durch die Potentialänderung des Gitters  $g_4$ . Der an der Anode des linken Triodensystems der E 92 CC auftretende negative Impuls unterdrückt den Elektronenstrahl der E 1 T über das Gitter  $g_1$  kurzzeitig, wodurch das Potential der rechten Ablenkplatte ansteigt und der wieder einsetzende Strahl auf die Stellung „0“ abgelenkt wird. An dem Verbindungspunkt der Katodenwiderstände  $R_{20}$ ,  $R_{21}$  der E 92 CC entsteht gleichzeitig ein positiver Impuls, der zur Weiterstellung der nachfolgenden Dekadenstufe dienen kann.

Die höchste Zählfrequenz der Schaltung bei Zählung in beiden Richtungen liegt oberhalb 30 kHz, ist also nicht niedriger als bei der bekannten Standardschaltung.

Das beschriebene Prinzip der Rückwärtszählung kann auch auf Zählschaltungen mit Ziffernvorwahl angewandt werden. Es wird dann nicht mehr die Komplementärzahl, sondern die vorzuzählende Zahl unmittelbar eingegeben, was in mehreren Fällen von Vorteil ist. Die Arbeitsweise der Vorwählschaltung bleibt dabei grundsätzlich dieselbe.

### Multiplikationsschaltung mit dekadischen Zählröhren [23]

Die Grundeinheiten einer Multiplikationsschaltung unter Verwendung von dekadischen Zählröhren E 1 T, bei der die Rechenvorgänge halbparallel ablaufen, werden hier beschrieben. Wenn zum Beispiel die Multiplikation  $9 \times 5$  durchgeführt werden soll, so würde man zum Resultat gelangen, wenn jeder von 5 Multiplikator-Impulsen 9 Multiplikand-Impulse auslöst, die sodann in einem Resultatwerk aufsummiert werden und das Ergebnis 45 anzeigen. In analoger Weise ergibt sich das Resultat der Rechenoperation  $7 \times 5$ , wenn jeder der 5 Multiplikator-Impulse nur 7 Multiplikand-Impulse auslöst, das heißt, wenn von jeweils 9 ausgelösten Impulsen 2 unterdrückt und nur die verbleibenden 7 dem Resultatwerk zugeleitet werden. Nach diesem Prinzip arbeitet die im folgenden beschriebene Schaltung.

Abb. 2–27 zeigt denjenigen Teil der Schaltung, in dem von jedem Multiplikator-Impuls 9 Zählimpulse ausgelöst werden. Dieser Teil führt also gewissermaßen die Rechenoperation  $9 \times n$  aus. Er besteht aus zwei monostabilen Multivibratorstufen mit Doppeltroden E 92 CC. Im Ruhezustand ist das System  $V_1$  gesperrt und das System  $V_2$  leitend. Wenn jetzt ein Multiplikator-Impuls eintrifft (Abb. 2–28a), kippt die Schaltung, und die Anode des Systems  $V_2$  wird positiver. Die Zeitkonstante ist so bemessen, daß die Dauer des entstehenden positiven Rechteckimpulses an der Anode von  $V_2$   $\frac{9}{10}$  des Abstandes zweier Multiplikator-Impulse (hier  $\frac{1}{10}$  s) ist (Abb. 2–28b). Dieser Rechteckimpuls wird über einen Spannungsteiler der zweiten Multivibratorstufe zugeführt, deren Zeitkonstante so gewählt ist, daß sie während der Dauer des Rechteckimpulses neunmal kippt. Am Anodenwiderstand von  $V_4$  entstehen somit neun positive Impulse, die durch Differenzieren und Abschneiden der negativen Komponente in die geeignete Form zur Steue-

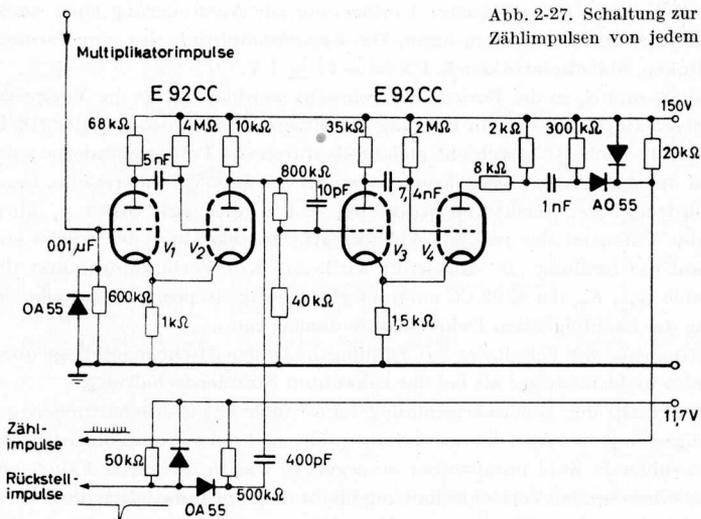
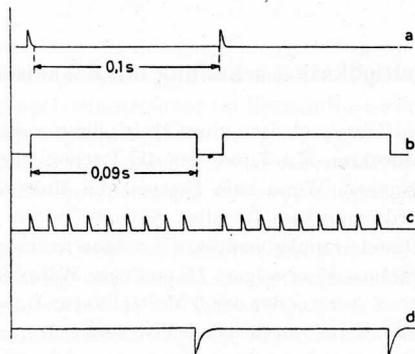


Abb. 2-28. Schematische Darstellung der Multiplikatorimpulse (a), der anodenseitigen Rechteckimpulse von  $V_2$  (b), der Zählimpulse (c) und der Rückstellimpulse (d)



nung einer dekadischen Zählröhre E 1 T gebracht werden. Von der Anode von  $V_2$  wird außerdem durch Differenzieren der Rückflanke des Rechteckimpulses ein negativer Impuls abgeleitet, der zur Rückstellung der in der Begrenzerschaltung (Abb. 2-29) enthaltenen Zählröhre  $V_6$  dient. Dieser Rückstellimpuls liegt zeitlich zwischen dem neunten Zählimpuls und dem ersten Zählimpuls der nachfolgenden Impulsgruppe (Abb. 2-28 d).

Die Begrenzerschaltung nach Abb. 2-29 ist so oft vorhanden, wie der Multiplikand Dekaden (Stellen) hat. Diese Schaltungen sind identisch aufgebaut bis auf die Koppelglieder der Multivibratorstufe  $V_7$ ,  $V_8$ , deren Werte sich voneinander unterscheiden. Die Zählröhre  $V_1$  stellt den Speicher für die jeweilige Multiplikand-Dekade, also beispielsweise für die Einer, dar. Wird zum Beispiel die Zahl 7 in Gestalt von 7 aufeinanderfolgenden Multiplikand-Impulsen eingegeben, so erniedrigt sich das Potential der rechten

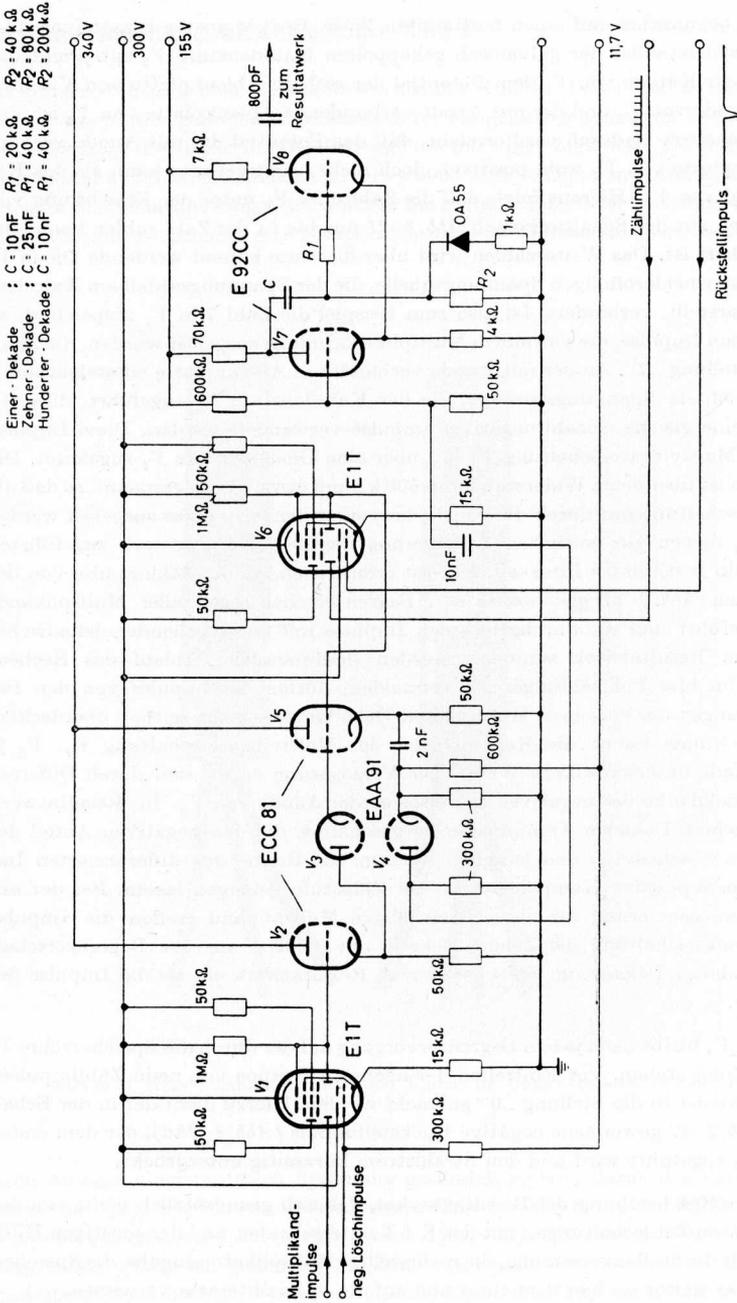


Abb. 2-29. Begrenzerschaltung für die Zählimpulse

Ablenkplatte bekanntlich auf einen bestimmten Wert. Bei geeigneter Dimensionierung des Katodenwiderstandes der galvanisch gekoppelten Katodenstufe  $V_2$  entspricht das Potential an der Katode von  $V_2$  dem Potential der rechten Ablenkplatte von  $V_1$ . Zwischen der Katode von  $V_2$  und der mit Anode verbundenen Ablenkplatte von  $V_6$  ist eine Diode  $V_3$  geschaltet. Dadurch wird erreicht, daß das Potential der mit Anode verbundenen Ablenkplatte von  $V_6$  wohl positiver, doch nicht negativer sein kann als das Katodenpotential von  $V_2$ . Hieraus folgt, daß die Zählröhre  $V_6$  unter der Einwirkung von 9 Zählimpulsen aus der Schaltung nach *Abb. 2–27* nur bis zu der Zahl zählen kann, die in  $V_1$  gespeichert ist. Das Weiterzählen wird über die dann leitend werdende Diode  $V_3$  wegen der relativ niederohmigen Spannungsquelle, die der Spannungsabfall am Katodenwiderstand darstellt, verhindert. Ist also zum Beispiel die Zahl 7 in  $V_1$  gespeichert, so bringen die neun Impulse, die von einem Multiplikatorimpuls ausgelöst wurden, die Zählröhre  $V_6$  in Stellung „7“. An der mit Anode verbundenen Ablenkplatte entstehen somit 7 negativ gerichtete Spannungssprünge, die der Katodenstufe  $V_5$  zugeführt, differenziert und in eine gleiche Anzahl negativer Impulse verwandelt werden. Diese Impulse werden einer Multivibratorschaltung  $V_7, V_8$  über eine Diodenstrecke  $V_4$  zugeleitet. Die Diodenstrecke ist über einen Widerstand von  $600\text{ k}\Omega$  um etwa  $7\text{ V}$  vorgespannt, so daß die Multivibratorschaltung nur durch die von  $V_6$  hervorgerufenen Impulse ausgelöst werden kann.  $V_7, V_8$  dienen zur zeitlichen Verzögerung der dem Resultatwerk zugeführten Impulse um ein bestimmtes Intervall. Dies ist erforderlich, da die Zählimpulse von der Schaltung nach *Abb. 2–27* gleichzeitig den Begrenzerschaltungen aller Multiplikand-Dekaden zugeführt und die durchgelassenen Impulse mit entsprechender dekadischer Versetzung im Resultatwerk summiert werden (halbparalleler Ablauf des Rechenganges). Um hier Fehlzählungen zu vermeiden, dürfen die Impulse von den Begrenzerschaltungen der einzelnen Multiplikand-Dekaden sich nicht zeitlich überdecken. Aus diesem Grunde haben die Koppelglieder der Multivibratorschaltung  $V_7, V_8$  je nach der Dekade unterschiedliche Werte. Die Verzögerung ergibt sich durch Differentiation der Rückflanke des negativen Impulses an der Anode von  $V_8$ . Im Resultatwerk sind den einzelnen Dekaden Trenndioden vorgeschaltet, die den negativen Anteil der Differentiation abschneiden und lediglich die um die Breite des differenzierten Impulses verzögerte positive Komponente zu der Zählstufe gelangen lassen. Bei der angegebenen Dimensionierung für einen dreistelligen Multiplikand treffen die Impulse aus der Begrenzerschaltung der Zehner-Dekade um  $0,002\text{ s}$ , aus der Begrenzerschaltung der Hunderter-Dekade um  $0,004\text{ s}$  später im Resultatwerk ein als die Impulse der Einer-Dekade.

Die Zählröhre  $V_6$  bleibt nach jedem Begrenzervorgang auf der durch die Speicherröhre  $V_1$  bestimmten Ziffer stehen. Vor Eintreffen der nächsten Gruppe von neun Zählimpulsen muß sie also wieder in die Stellung „0“ gebracht werden. Hierzu dient der in der Schaltung nach *Abb. 2–27* gewonnene negative Rückstellimpuls (*Abb. 2–28d*), der dem ersten Gitter von  $V_6$  zugeführt wird und den Strahlstrom kurzzeitig unterdrückt.

Auf die nähere Beschreibung des Resultatwerkes, das sich grundsätzlich nicht von den bereits bekannten Zählschaltungen mit der E 1 T unterscheidet, und der sonstigen Hilfschaltungen für die Stellenversetzung, die mehrstellige Multiplikatoreingabe, die Speicherrücklöschung und so weiter sei hier verzichtet und auf die Spezialliteratur verwiesen.

## Ringzählerschaltung mit Relaisröhre Z 50 T

Seit kurzem steht eine neue Relaisröhre mit kalter Katode (*Valvo* Z 50 T) zur Verfügung, die sich wegen ihrer geringen Abmessungen für Ringzählerschaltungen besonders eignet. *Abb. 2-30* zeigt die Röhre im Größenvergleich mit einer Zigarette. Da ihre effektive Lebensdauer außerordentlich hoch ist (etwa 6000 Stunden bei 6 mA Anodenstrom), kann sie fest in die Schaltung eingelötet werden. Sie enthält eine flache Nickelkatode mit aktivierter Bariumoxydschicht, eine Hauptanode und eine Hilfsanode. Wird diese Hilfsanode

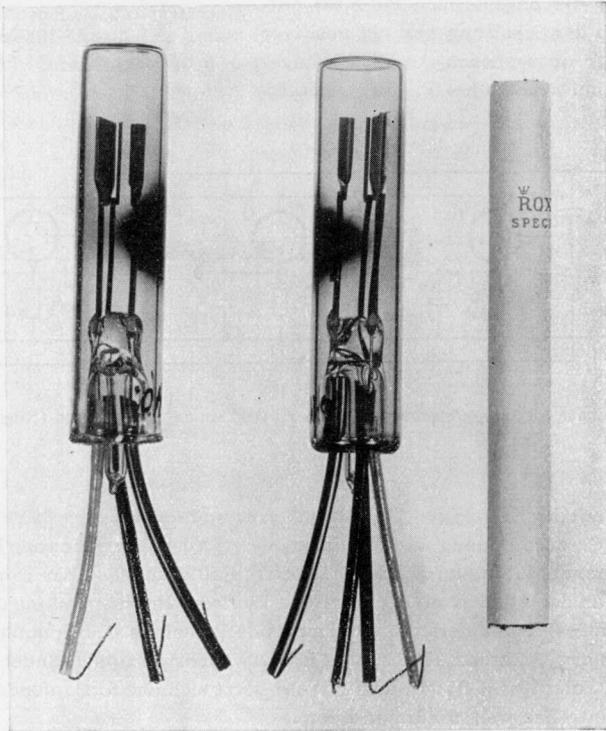


Abb. 2-30. Neue Relaisröhren mit kalter Katode im Größenvergleich zu einer Zigarette

durch Anlegen einer positiven Spannung gezündet, so tritt durch den dann fließenden Strom eine Vorionisation ein, die eine wesentliche Herabsetzung der Zündspannung der Hauptentladungsstrecke hervorruft (siehe *Abb. 2-31*). Bei Anlegen von 160 V an die Hauptanode erfolgt beispielsweise die Zündung, sobald der Strom über die Hilfsanode mindestens  $30 \mu\text{A}$  beträgt. Nach der Zündung bleibt die Hauptentladung bestehen, auch

wenn die Entladung über die Hilfsanode erlischt. Es ergibt sich daher auch die Möglichkeit, die Hauptentladung durch einen kurzzeitigen Stromstoß über eine Hilfsanode einzuleiten, zum Beispiel durch die Entladung eines Kondensators. Die in Abb. 2-32 wiedergegebene Zähldekade eignet sich für Impulsfolgefrequenzen bis zu 1000 Hz. Es sei angenommen, daß die letzte Röhre  $T_{10}$  gezündet ist. An  $R_6$  fällt dann eine Spannung von rund 50 V ab, und  $C_6$  ist auf diesen Spannungswert mit der angegebenen Polarität aufgeladen. Wenn der Schaltung nun ein positiver Impuls mit der angegebenen Amplitude zugeführt wird, zündet die Röhre  $T_1$ , da ihre Hilfs-

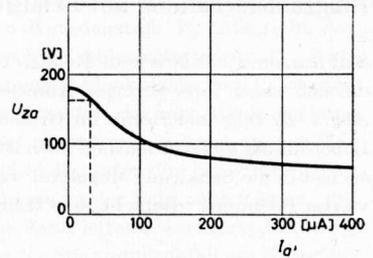


Abb. 2-31. Abhängigkeit der Zündspannung der Hauptentladungsstrecke von dem Strom über die Hilfsanode

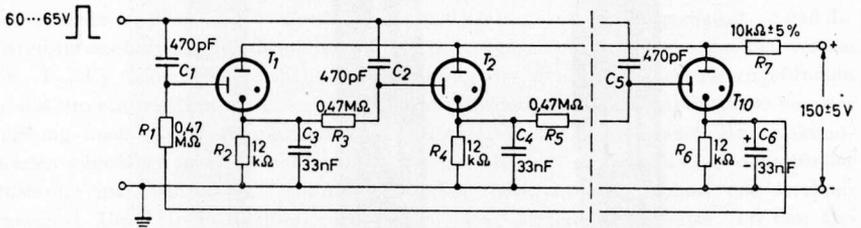


Abb. 2-32. Zähldekade für Impulsfolgefrequenzen bis zu 1000 Hz mit Relaisröhren (Ringzählerschaltung)

anode über  $R_1$  mit der Katode von  $T_{10}$  verbunden ist und somit eine positive Vorspannung von 50 V hat (die zur Zündung an der Hilfsanode erforderliche Spannung liegt etwa bei 80 V). Der Spannungsabfall an  $R_7$  steigt damit von 40 V auf etwa das Doppelte, so daß die Spannung an der Anode von  $T_{10}$  unter den Wert der Bogenspannung gedrückt wird (die Ladung auf  $C_6$  verhindert die entsprechende Abnahme des Spannungsabfalls an  $R_6$ ).  $T_{10}$  löscht also, während  $T_1$  gezündet ist. Der nächste Impuls zündet dann in ähnlicher Weise  $T_2$  und löscht  $T_1$ . In dieser Weise setzt sich das fortlaufende Zünden und Löschen bei Eintreffen weiterer Impulse fort.

## Zählwerk mit Speicher für zwei Dekaden [4]

Die Schaltung eines Zählwerkes mit Speichereinrichtung für zwei Dekaden unter Benutzung von Relaisröhren mit kalter Katode zeigt Abb. 2-33. Sie speichert zweistellige Zahlen, die mit einer Telefon-Wählscheibe gewählt werden. Die Impulse, die beim Rücklauf der Wählscheibe entstehen, werden über Kondensatoren  $C_1$  den Hilfsanoden aller 10 zum Zählwerk gehörenden Röhren zugeführt. Der erste Impuls zündet die Röhre 1, da

diese als einzige eine positive Hilfsanoden-Vorspannung von 60 V über den Spannungsteiler  $R_3, R_4$  erhält. Durch den Strom der Hauptladung entsteht an  $R_1$  ein Spannungsabfall von 60 V und an  $R_2$  von 40 V. Der zwischen den Kathoden der Röhren 1 und 2 liegende Kondensator  $C_2$  lädt sich auf 60 V auf und erteilt der Hilfsanode der Röhre 2 eine positive Vorspannung gleicher Höhe. Der zweite Impuls wird nun Röhre 2 zünden; wegen des damit verbundenen plötzlichen Potentialanstiegs ihrer Kathode und der Ladung von  $C_2$  wird auf die Kathode von Röhre 1 ein positiver Impuls gegeben, der die Löschung bewirkt. Der dritte Impuls zündet in entsprechender Weise Röhre 3, wobei Röhre 2 gleichzeitig gelöscht wird. Röhre 1 kann hierbei nicht erneut zünden, da ihre effektive Hilfsanodenspannung durch den Spannungsabfall an  $R_2$  nunmehr nur etwa 20 V beträgt. Ist nun beispielsweise die mit der Wählscheibe gewählte erste Ziffer 8, so zünden die Röhren 1...7 kurzzeitig hintereinander, während Röhre 8 gezündet bleibt. Dieser Stand des Zählwerkes muß nun in den Speicher I übertragen werden. Hierzu sind die Kathoden der Röhren des Zählwerkes mit den Hilfsanoden der entsprechenden Röhren des Speichers verbunden. Die Zeitkonstante der zwischengeschalteten  $RC$ -Glieder  $R_5C_3$

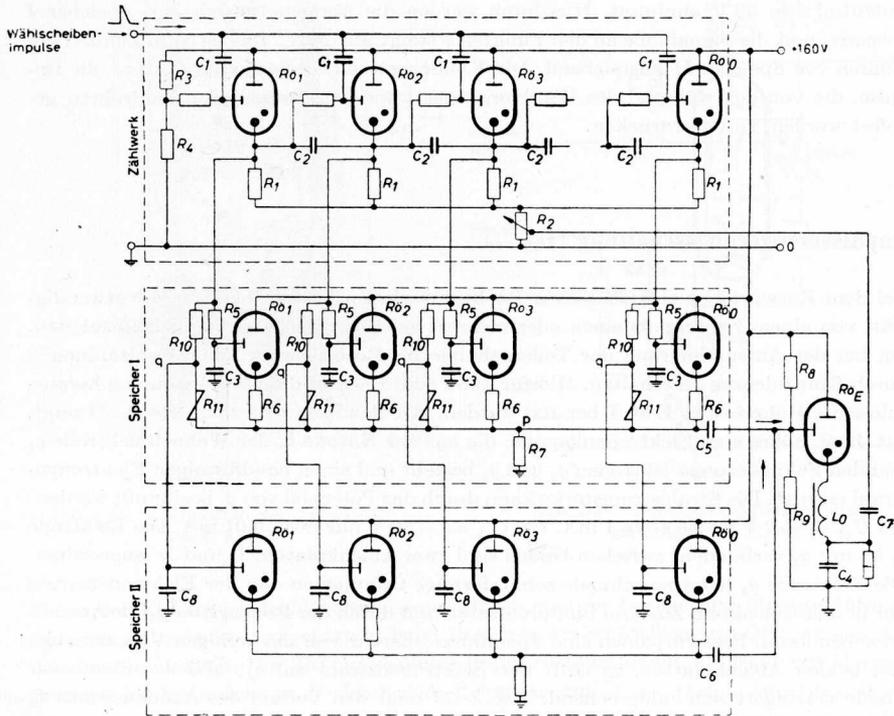


Abb. 2-33. Ringzählerschaltung mit Speicher für zwei Dekaden

ist so hoch bemessen, daß die kurzzeitige Zündung der Zählröhren während des Rücklaufs der Wählscheibe ohne Wirkung bleibt. Erst die Zündung der Zählröhre 8 wird das Zünden der entsprechenden Röhre 8 des Speichers *I* auslösen. Hierdurch entsteht an  $R_7$  ein plötzlicher Potentialanstieg um 50 V. Dieser Impuls wird über  $C_5$  auf die Hilfsanode der Röhre *E* übertragen und läßt sie zünden. Damit wird ein aus  $L_0$  und  $C_4$  bestehender Schwingungskreis angestoßen. Der an  $C_4$  auftretende überhöhte positive Spannungsimpuls wird über  $C_7$  an eine Anzapfung von  $R_2$  geführt und löscht die noch gezündete Zählröhre, während *E* im Nulldurchgang des Schwingkreisstromes löscht. Das Zählwerk ist nun bereit zur Aufnahme der nächsten Ziffer. Sie muß im Speicher *II* gespeichert werden; dagegen ist Speicher *I* für die zweite Ziffer zu sperren. Zu diesem Zweck sind die Hilfsanoden der Röhren des Speichers *II* mit dem Abgriff der Spannungsteiler  $R_{10}$ ,  $R_{11}$  verbunden. Die Widerstände  $R_{11}$  sind Varistoren, das heißt spannungsabhängige Widerstände, deren Wert mit abnehmender Spannung zunimmt. Die Spannungsteiler sind so dimensioniert, daß (bei einem Spannungsabfall von 100 V über  $R_1 + R_2$ ) die Punkte *q* ein Potential von 60 oder 90 V annehmen, je nachdem, ob das Potential des Punktes *p* 0 oder 50 V ist. Bei Wahl der ersten Ziffer ist das Potential von *p* noch Null, die Signalhöhe am Punkt *q* daher 60 V, was nicht ausreicht, um eine Röhre des Speichers *II* zu zünden. Die erste Ziffer wird also von Speicher *I* aufgenommen, worauf der Punkt *p* ein Potential von 50 V annimmt. Hierdurch werden die übrigen Röhren von Speicher *I* gesperrt, und die Signalhöhe an den Punkten *q* steigt auf 90 V. Das ist zum Zünden der Röhren von Speicher *II* ausreichend. Die Kondensatoren  $C_8$  dienen wie  $C_3$  dazu, die Impulse, die von den während des Wählvorganges kurzzeitig brennenden Zählröhren geliefert werden, zu unterdrücken.

### Impulsverzögerungsschaltung [48]

Bei dem Entwurf von elektronischen Rechenmaschinen besteht häufig die Notwendigkeit, von einem Zählimpuls einen oder mehrere zeitlich verzögerte Impulse abzuleiten, um bei der Aufsummierung der Teilergebnisse im Resultatwerk keine Fehlzählungen durch Koinzidenzen zu erhalten. Hierfür kann zum Beispiel die vor kurzem neu herausgebrachte Röhre *Valvo E 80 T* benutzt werden. Wie das Röntgenfoto in *Abb. 2-34* zeigt, hat diese Röhre eine Elektronenkanone, die aus der Katode *k*, der Wehneltelektrode  $g_1$  und den Fokussierungselektroden  $g_2$  und  $g_3$  besteht und einen bandförmigen Elektronenstrahl erzeugt. Die Strahlstromstärke kann durch das Potential von  $g_1$  beeinflußt werden; bei  $U_{g_1} = -2$  V ist sie etwa 1 mA, bei  $U_{g_1} = -20$  V nur noch 0,01 mA. Die Elektrode  $g_4$  ist mit  $g_3$  verbunden, zwischen beiden sind zwei Ablenkplatten *D* und *D'* angeordnet. Die Elektrode  $g_4$  hat eine schmale schlitzförmige Öffnung, so daß der Elektronenstrahl nur in unabgelenktem Zustand hindurchtreten und durch das Bremsgitter  $g_5$  die Anode *a* erreichen kann. Besteht jedoch eine Spannungsdifferenz von nur wenigen Volt zwischen den beiden Ablenkplatten, so trifft der Elektronenstrahl auf  $g_4$ , und der Strom zur Anode verringert sich entsprechend. *Abb. 2-35* zeigt den Verlauf des Anodenstroms  $I_a$  in Abhängigkeit von der Spannung an der Ablenkplatte *D*, wobei *D'* ein festes Potential von 120 V hat.

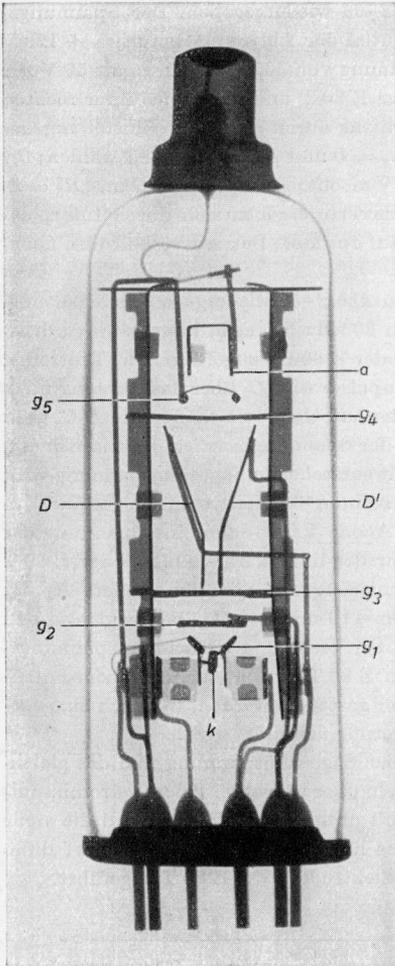


Abb. 2-34. Röntgenfoto der Schaltzröhre Valvo E 80 T

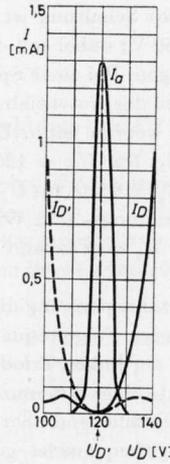


Abb. 2-35. Anodenstrom  $I_a$  als Funktion der Spannung an der Ablenkplatte  $D$

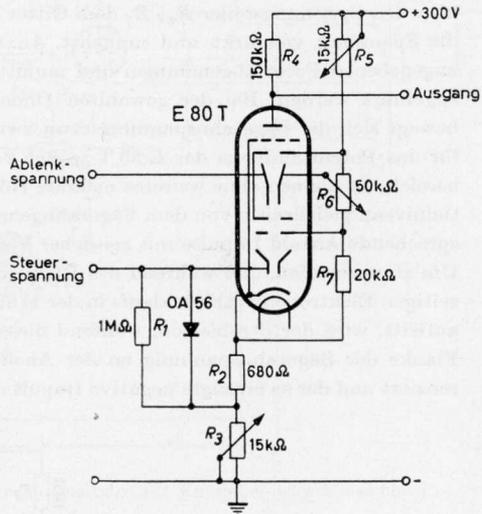


Abb. 2-36. Impulsverzögerungsschaltung mit Schaltzröhre E 80 T

Wenn der Elektronenstrahl beispielsweise durch eine an  $D$  angelegte sägezahnförmige Spannung abgelenkt wird, entsteht beim Passieren der schlitzförmigen Öffnung in  $g_4$  ein Anodenstromimpuls. Der Zeitpunkt dieses Impulses hängt davon ab, wann der Momentanwert der Spannung an  $D$  gleich dem Potential von  $D'$  ist. Durch Änderung dieses Potentials kann somit die zeitliche Verzögerung des Anodenstromimpulses gegenüber dem Beginn der Sägezahnspannung nach Wunsch beeinflusst werden.

Eine hierfür verwendbare Schaltung ist in *Abb. 2-36* wiedergegeben. Der Spannungsbedarf der E 80 T ist 250 V; dabei soll das Potential der Ablenkplatten etwa +120 V gegenüber Katode betragen. Bei einer Speisespannung von 300 V stehen somit 50 V zur Verfügung, innerhalb der das Potentialniveau der E 80 T und damit das ihrer rechten Ablenkplatte verändert werden kann. Dies geschieht durch geeignete Einstellung der Potentiometer  $R_3$  und  $R_5$ . Für  $U_D = 120$  V ist  $R_3 = 0$  und  $R_5 = 14$  k $\Omega$  zu wählen; für  $U_D = 150$  V ist  $R_3 = R_5 = 6$  k $\Omega$ , für  $U_D = 170$  V macht man  $R_3 = 10$  k $\Omega$  und  $R_5 = 0$ . Dazwischenliegende Spannungs- und Widerstandswerte ergeben sich durch Interpolation. Das Potentiometer  $R_6$  wird sodann jeweils auf optimale Betriebsverhältnisse nachgestellt.

Zur Erzeugung der Sägezahnspannung dient die in *Abb. 2-37* wiedergegebene Schaltung. Die Eingangsimpulse, deren Folgefrequenz bis zu 30 kHz betragen kann, werden differenziert und dem Gitter der linken Triodenhälfte der E 90 CC zugeführt. Bei Eintreffen der positiven Komponente eines differenzierten Impulses wird  $C_3$  über das Röhrensystem entladen und lädt sich anschließend über  $R_3$  wieder auf; da die Zeitkonstante  $R_3C_3$  groß gegenüber der Impulsfolgefrequenz ist, geschieht der Spannungsanstieg praktisch linear. Die an der Anode des linken Triodensystems somit entstehende Sägezahnspannung wird über den Spannungsteiler  $R_6, R_7$  dem Gitter des rechten Triodensystems zugeführt, das die Spannung verstärkt und umkehrt. An der Anode kann dann eine Spannung der angegebenen Form abgenommen und unmittelbar der linken Ablenkplatte der E 80 T zugeführt werden. Bei der gewählten Dimensionierung des Spannungsteilers  $R_6, R_7$  bewegt sich die Sägezahnspannung etwa zwischen 110 und 190 V, überdeckt also den für das Potentialniveau der E 80 T in *Abb. 2-36* zur Verfügung stehenden Spannungsbereich. Es können ohne weiteres mehrere Röhren E 80 T mit unterschiedlichem Potentialniveau gleichzeitig von dem Sägezahngenerator gesteuert werden, wodurch eine entsprechende Anzahl Impulse mit zeitlicher Verzögerung ausgelöst wird.

Um zu vermeiden, daß während des Rücklaufs der Sägezahnspannung und des gleichzeitigen Elektronenstrahlrücklaufs in der E 80 T ein unerwünschter Anodenstromimpuls auftritt, wird der Strahlstrom während dieser Zeit unterdrückt. Hierzu wird die steile Flanke der Sägezahnspannung an der Anode des linken Triodensystems scharf differenziert und der so erzeugte negative Impuls der Elektrode  $g_1$  der E 80 T zugeführt.

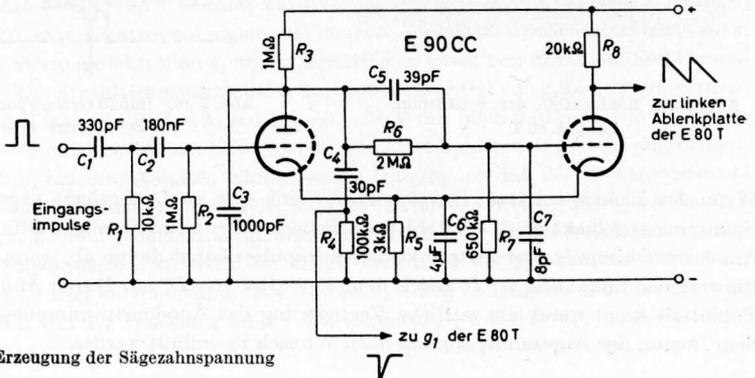


Abb. 2-37  
Schaltung zur Erzeugung der Sägezahnspannung

### 3. Stabilisierungsschaltungen

#### Thermostat für Kunststoff-Schweißmaschinen [37, 47]

Zur Temperaturkontrolle bei Kunststoff-Schweißmaschinen kann ein elektronischer Thermostat benutzt werden, dessen Schaltung *Abb. 3-1* zeigt. Mit dieser Einrichtung ist es möglich, die Temperatur des Werkstückes innerhalb einstellbarer Toleranzgrenzen auf einem vorwählbaren Wert zu halten, der im Bereich von 90...200 °C liegen kann.

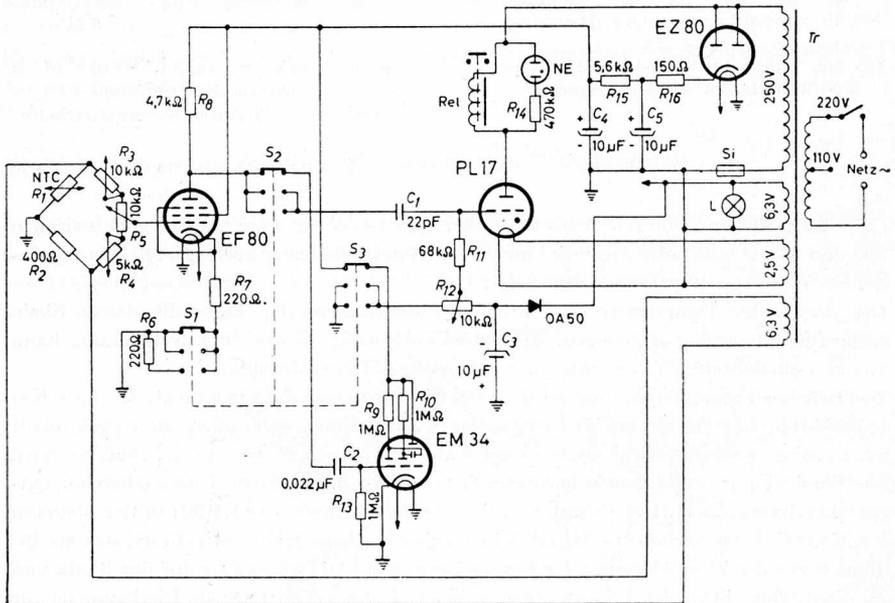


Abb. 3-1. Schaltung eines elektronischen Thermostaten für Kunststoff-Schweißmaschinen

Als temperaturempfindlicher Fühler dient ein NTC-Widerstand (*Philips Typ 100.092*) in einer mit Wechselstrom gespeisten Brückenschaltung. Wie aus *Abb. 3-2* ersichtlich ist, ändert dieser Widerstand seinen Wert von 210...1850 Ω innerhalb des Temperaturbereichs von 200...90 °C.

Um eine lineare Beziehung zwischen der Temperatur und der Brückenausgangsspannung zu erhalten, ist der mit dem NTC-Widerstand in Serie liegende Brückenwiderstand optimal zu dimensionieren. *Abb. 3-3* zeigt den Verlauf der Spannung am NTC-Widerstand in Abhängigkeit von der Temperatur bei Wahl verschieden großer Serienwiderstände

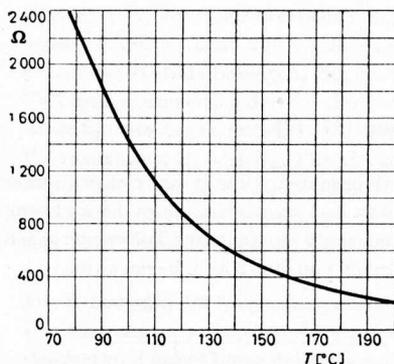


Abb. 3-2. Verlauf des Widerstandswertes eines NTC-Widerstandes mit der Temperatur

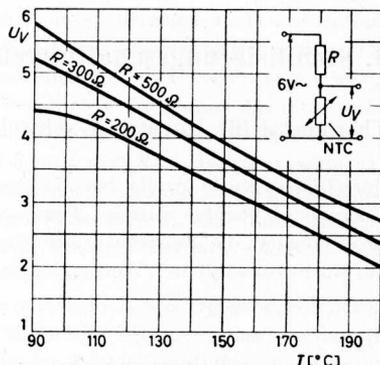


Abb. 3-3. Spannung am NTC-Widerstand als Funktion der Temperatur bei verschiedenen großen Serienwiderständen

( $R = 200, 300$  und  $500 \Omega$ ). Wie man sieht, ergibt hier ein Serienwiderstand zwischen  $300$  und  $500 \Omega$  eine befriedigende Linearität. In der Schaltung nach Abb. 3-1 wurde daher ein Wert von  $400 \Omega$  eingesetzt ( $R_2$ ).

Die gewünschte Temperatur wird mit dem Potentiometer  $R_5$  eingestellt, dessen Skala entsprechend geeicht sein kann. Eine etwa notwendige Korrektur der Eichung kann mit den einstellbaren Widerständen  $R_3, R_4$  vorgenommen werden.

Die Brückenausgangsspannung wird durch die Pentode EF 80 verstärkt. In ihrer Kathodenleitung liegt der dreipolige Umschalter  $S_1$ , der mechanisch mit  $S_2$  und  $S_3$  gekuppelt ist. In seiner untersten Position wird der Katodenwiderstand verdoppelt. Dadurch wird die Verstärkung dieser Stufe herabgesetzt und der Temperatur-Toleranzbereich entsprechend vergrößert. Der Schalter  $S_2$  liegt im Anodenkreis der EF 80; in der obersten Position wird das verstärkte Signal dem Magischen Auge EM 34 zugeführt, das als Indikator zur direkten Ablesung der jeweils herrschenden Temperatur auf der Skala von  $R_5$  dient. Das Gitter des Triodensystems wirkt hierbei gleichzeitig als Diodenanode zur Gleichrichtung des Wechselspannungssignals.

Der Umschalter  $S_3$  unterbricht in der mittleren und unteren Position die Anodenleitung des Magischen Auges und verbindet das linke Ende des Potentiometers  $R_{12}$  mit Masse, wodurch das Thyatron PL 17 eine mit  $R_{12}$  exakt einstellbare negative Gittervorspannung erhält. Sie ist so groß zu wählen, daß die durch die EF 80 verstärkte Signalspannung, die nunmehr über  $C_1$  gleichfalls dem Gitter des Thyatrons zugeführt wird, die Zündung dieser Röhre bewirkt, falls die im Werkstück herrschende Temperatur den eingestellten Sollwert überschreitet. Da die Phase der Brückenausgangsspannung beim Passieren des Gleichgewichtszustandes um  $180^\circ$  springt, bleibt das Thyatron gelöscht, solange die Werkstücktemperatur niedriger als der Sollwert oder diesem gleich ist.

Im Anodenstromkreis des Thyatrons liegt das Relais  $Rel$ , das den Heizstromkreis öffnet oder schließt. Durch dieses Relais fließt ein Gleichstrom mit überlagerter Wechsel-

stromkomponente. Falls ein Wechselstromrelais Verwendung findet, kann es vorkommen, daß die Gleichstromkomponente eine Vormagnetisierung des Eisenkerns verursacht, die die Selbstinduktion der Relaiswicklung so stark herabsetzt, daß unerwünscht hohe Ströme fließen. Außerdem besteht die Gefahr der thermischen Überbelastung der Relais-spule. Abhilfe schafft hier die Parallelschaltung einer Kapazität zu der Relaiswicklung, deren Größe so zu wählen ist, daß ein auf die Grundfrequenz der Wechselstromkomponente abgestimmter Parallelresonanzkreis entsteht. Er stellt dann einen so hohen Widerstand dar, daß die Wechselstromkomponente und damit auch die Gleichstromkomponente, die hierzu in einem bestimmten Verhältnis steht, auf einen Bruchteil reduziert wird. Bei einem Versuchsaufbau wurde beispielsweise der durch die Relaiswicklung fließende Gleichstromanteil zu etwa 300 mA gemessen; nach Parallelschaltung eines Kondensators von  $1 \mu\text{F}$  ergab sich eine Verminderung des Stromes auf nur 50 mA. In der Schaltung nach *Abb. 3-1* ist der Parallelkondensator nicht eingezeichnet, da die Notwendigkeit seines Vorhandenseins und seine Bemessung von der Art des verwendeten Relais abhängen.

### Einfache Schaltung zur Konstanthaltung von Temperaturen

Die Schaltung eines sehr einfachen Thermostaten, die gleichfalls einen NTC-Widerstand in einer Brückenordnung enthält, zeigt *Abb. 3-4*. Durch die Widerstände  $R_1 \dots R_6$ , die wahlweise in den linken Brückenarm eingeschaltet werden können, wird das gewünschte

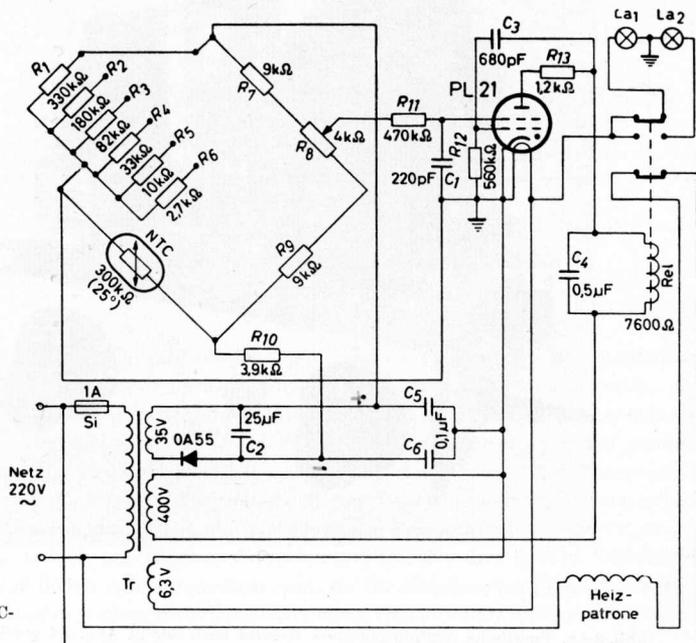


Abb. 3-4. Einfacher Thermostat mit NTC-Widerstand

Temperaturniveau grob eingestellt. Das Potentiometer  $R_8$  dient zur exakten Festlegung des Temperatur-Sollwertes. Die Brückenausgangsspannung wird dem zweiten Gitter des Thyratrons PL 21 zugeführt. Das erste Gitter erhält wegen der Kombination  $C_3, R_{12}$  eine Wechselfspannung, die gegenüber der Anodenwechselfspannung um nahezu  $90^\circ$  in der Phase voreilt. Hierdurch erreicht man, daß das Thyatron mit nur kleinem Zündwinkel zündet, sobald die Brückenausgangsspannung, von negativen Werten kommend, nahezu Null geworden ist. Damit steht der volle Anodenstrom zur Betätigung des Relais zur Verfügung. Solange die Temperatur niedriger ist als der Sollwert, ist die Brückenausgangsspannung negativ und das Thyatron gelöscht. Mit zunehmender Temperatur sinkt der Widerstandswert des NTC-Widerstandes, bis der Sollwert erreicht ist und das Thyatron zündet. Damit wird der Stromkreis der Heizpatrone unterbrochen, so daß die Temperatur nicht weiter steigen kann.

Die Empfindlichkeit der Anordnung kann verdoppelt werden, wenn  $R_7$  gleichfalls durch einen NTC-Widerstand ersetzt wird. Es ist dann ohne weiteres möglich, die Abweichungen der Temperatur vom Sollwert auf einige Zehntel Grad zu beschränken.

Abb. 3-4a gibt den Aufbau des Gerätes wieder.

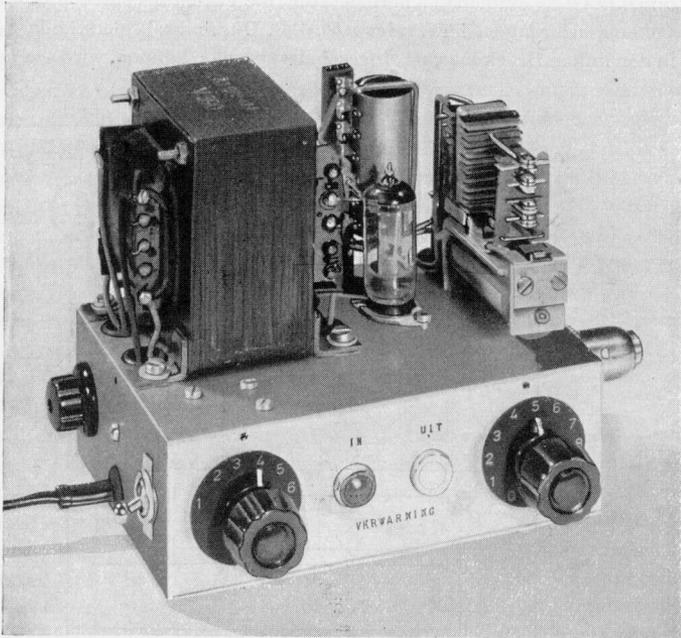


Abb. 3-4a. Praktische Ausführung eines Gerätes nach der in Abb. 3-4 gezeigten Schaltung

**Thermostat für medizinische Zwecke [26]**

Die Schaltung eines Thermostaten, der für medizinische Zwecke entwickelt wurde, zeigt *Abb. 3-5*. Er hat die Aufgabe, eine im Bereich von  $34 \dots 42^\circ\text{C}$  vorwählbare Temperatur innerhalb enger Toleranzgrenzen konstant zu halten, wobei als Temperaturfühler ein niederohmiges Widerstandsthermometer mit nur kleinem Temperaturkoeffizienten dient.

Das Gerät besteht aus der Schaltöhre *T* und dem mit den Röhren  $V_1$  und  $V_2$  bestückten vierstufigen rückgekoppelten Verstärker, der sich auf einer Frequenz von  $7\text{ kHz}$  selbsterregt. Das frequenzbestimmende Glied ist ein aus  $C_2$  und  $L$  bestehender Schwingkreis, der am Eingang der ersten Stufe liegt. Diese Stufe ist katodenseitig über den

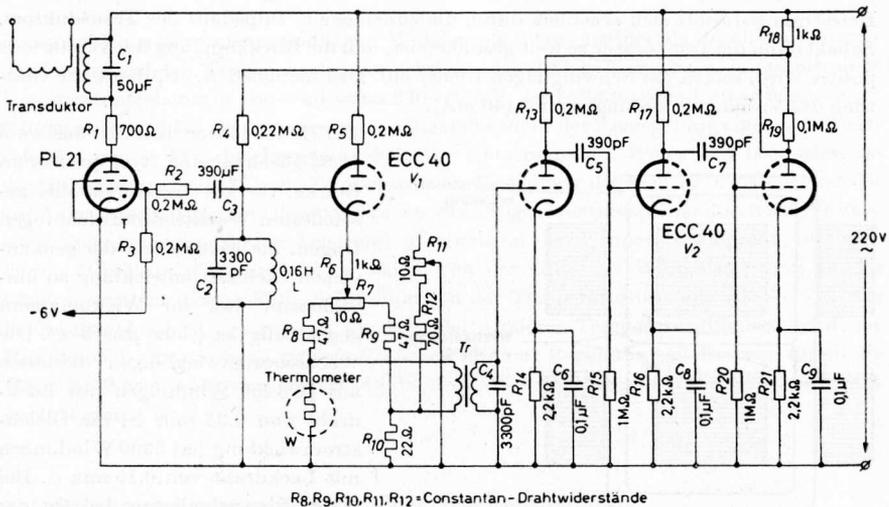


Abb. 3-5. Schaltung eines Thermostaten für medizinische Zwecke

Transformator *Tr* an die zweite Stufe angekoppelt, und zwar enthält die Katodenleitung eine Brückenschaltung, die aus den drahtgewickelten Constantan-Widerständen  $R_8, R_9, R_{10}$  und dem aus Nickeldraht bestehenden Widerstandsthermometer *W* ( $22\ \Omega$ ) besteht. Das Widerstandsthermometer ist somit auf Erdpotential. Die zu  $R_{10}$  parallel geschalteten Widerstände  $R_{11}, R_{12}$  dienen zur Voreinstellung des gewünschten Temperaturwertes, während mit  $R_7$  geringe Unsymmetrien der Brückenschaltung einmalig ausgeglichen werden können. Am Brückenausgang liegt die Primärwicklung von *Tr*, dessen Sekundärwicklung mit  $C_4$  auf Resonanz abgestimmt ist. Die drei letzten Verstärkerstufen zeigen den üblichen Aufbau; jedoch sind, da die Stromversorgung unmittelbar aus dem Wechselstromnetz ohne zwischengeschalteten Gleichrichter erfolgt, die Koppel-

kondensatoren  $C_5$ ,  $C_7$  mit nur 390 pF bemessen, um ihren Scheinwiderstand für 50 Hz möglichst großzuhalten. Die Anode der letzten Stufe ist über  $R_4$  auf das Gitter der ersten Stufe rückgekoppelt.

Solange die Temperatur niedriger ist als der durch  $R_{11}$  voreingestellte Sollwert, ist die Rückkopplung des Verstärkers positiv, und es erregt sich eine 7-kHz-Schwingung, deren Amplitude über  $C_3$  auf das erste Gitter des Thyratrons  $T$  übertragen wird. Hierdurch erfolgt die Zündung in jeder positiven Halbperiode der Netzspannung, und es fließt ein Strom durch die Gleichstromwicklung des Transduktors. Dieser liegt im Heizstromkreis, so daß nunmehr das Objekt aufgeheizt wird, bis die Brücke ins Gleichgewicht kommt oder sogar im anderen Sinne verstimmt wird. Die Rückkopplung des Verstärkers ist dann Null oder negativ, und die Schwingungen reißen ab. Das Thyratron sperrt dann wegen einer negativen Vorspannung von 6 V, die man durch Gleichrichtung aus der Heizspannung für die Röhren gewinnt (in der Abbildung nicht gezeichnet), und der Heizstrom reduziert sich erheblich durch die zunehmende Impedanz des Transduktors. Sobald dann die Temperatur so weit gesunken ist, daß die Rückkopplung des Verstärkers positiv wird, setzen die Schwingungen wieder ein. Das Siebglied  $R_1$ ,  $C_1$  dient zur Glättung des Vormagnetisierungsstroms (40 mA).

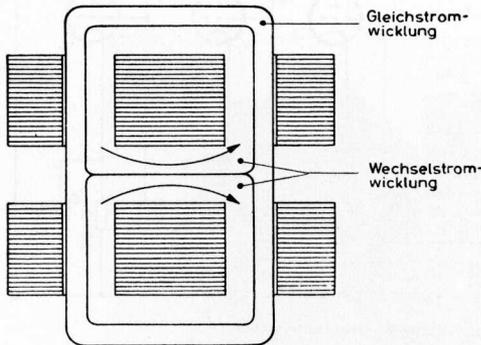


Abb. 3-6. Schematische Darstellung des Transduktors

Der Transduktor besteht aus zwei M-85-Blechpaketen von je 24 mm Stärke, die die beiden parallel geschalteten Wechselstromwicklungen tragen. Sie werden von der gemeinsamen Gleichstromwicklung so umschlossen, daß ihr Wicklungssinn gegenläufig ist (siehe Abb. 3-6). Die Wechselstromwicklungen bestehen aus je 1200 Windungen mit Lackdraht von 0,35 mm  $\varnothing$ , die Gleichstromwicklung hat 5300 Windungen mit Lackdraht von 0,15 mm  $\varnothing$ . Bei dieser Dimensionierung beträgt der Widerstand des Heizelementes, das in Serie mit dem Transduktor an 220 V Wechselstrom anzuschließen ist, 250  $\Omega$ . Die Leistungsaufnahme

des Heizelementes ist dann bei gezündeter Thyratronröhre 70 W, bei gesperrter Röhre etwa 4,5 W.

Die Schwingkreisspule  $L$  ist auf einen Ferroxcube-Stab von 24 mm Länge und 4 mm  $\varnothing$  gewickelt und besteht aus 3400 Windungen mit Lackdraht von 0,06 mm  $\varnothing$ . Der Transformator  $Tr$  hat ein Übersetzungsverhältnis von 1:9; die Primärwicklung besteht aus 330 Windungen, die Sekundärwicklung aus 3000 Windungen mit Lackdraht von 0,1 mm  $\varnothing$ .

Die Genauigkeit der Funktion des Thermostaten geht aus Abb. 3-7 hervor, die die gemessene Temperatur des Objektes als Funktion der Netzspannung für eine vorgegebene Temperatureinstellung durch  $R_{11}$  veranschaulicht. Die Temperaturkonstanz ist in An-

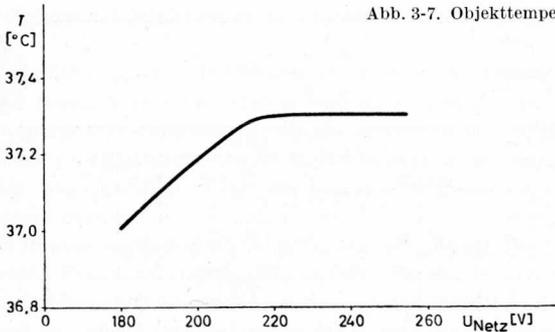


Abb. 3-7. Objekttemperatur als Funktion der Netzspannung

betracht des relativ unempfindlichen Widerstandsthermometers als durchaus befriedigend zu bezeichnen. Wie angegeben ist, wird eine bestimmte Temperatur innerhalb eines Netzspannungsbereichs von wenigstens 220...255 V, das heißt innerhalb einer Spannungstoleranz von  $\pm 8,5\%$ , konstantgehalten. Dies entspricht der Ausregelung einer Leistungstoleranz von  $\pm 17\%$  bei konstantgehaltener Netzspannung. Wenn nun beispielsweise die Objekttemperatur  $37^{\circ}$ , die Temperatur der Umgebung dagegen  $17^{\circ}C$  beträgt, ist die zur Aufrechterhaltung der Objekttemperatur benötigte Leistung (=der durch die Wärmeisolierung verlorene Leistung) proportional der Temperaturdifferenz, hier also  $20^{\circ}C$ . Der Proportionalitätsfaktor hängt von der Güte der Wärmeisolierung ab. Es können somit in diesem Falle Schwankungen der Temperaturdifferenz von  $\pm 17\%$ , das heißt also  $\pm 3,4^{\circ}C$ , ausgeregelt werden. Bei größerer Temperaturdifferenz wird der Regelbereich entsprechend größer. Natürlich sind der Regelfähigkeit Grenzen durch die Güte der Wärmeisolierung gesetzt, da die dem Objekt maximal zuführbare Leistung ja auch begrenzt ist.

### Schaltung zur Konstanthaltung einer Wechselspannung

Abb. 3-8 zeigt eine Schaltung, die eine Wechselspannung, unabhängig von Schwankungen der durch die Verbraucher hervorgerufenen Belastung, innerhalb enger Grenzen konstanthält. Die Größe des maximalen Laststroms wird durch die Typenwahl für die Thyatronen  $T_1$ ,  $T_2$  bestimmt; bei Verwendung zweier Röhren Valvo PL 255 ist er  $27 A_{\text{eff}}$ . Der Gitterkreis dieser Röhren enthält je eine Sekundärwicklung der Transformatoren  $Tr_1$  und  $Tr_2$ .  $Tr_2$  liefert um  $180^{\circ}$  gegenüber der Anodenspannung verschobene Wechselspannungen, die zur negativen Vorspannung der Gitter dienen. Die Kondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  werden jeweils durch die positiven Halbwellen dieser Wechselspannungen mit solcher Polarität aufgeladen, daß die an ihnen entstehende Spannung während der folgenden Halbperiode, in der die Anodenspannung der Thyatronen positiv ist, die dann durch  $Tr_2$  gelieferte negative Gittervorspannung noch vergrößert. Damit ist sichergestellt, daß die Thyatronröhren  $T_1$  und  $T_2$  gesperrt bleiben, solange der Impulstransformator  $Tr_1$  nicht stoßerregt wird. Dies ist jedoch der Fall, wenn eines der beiden

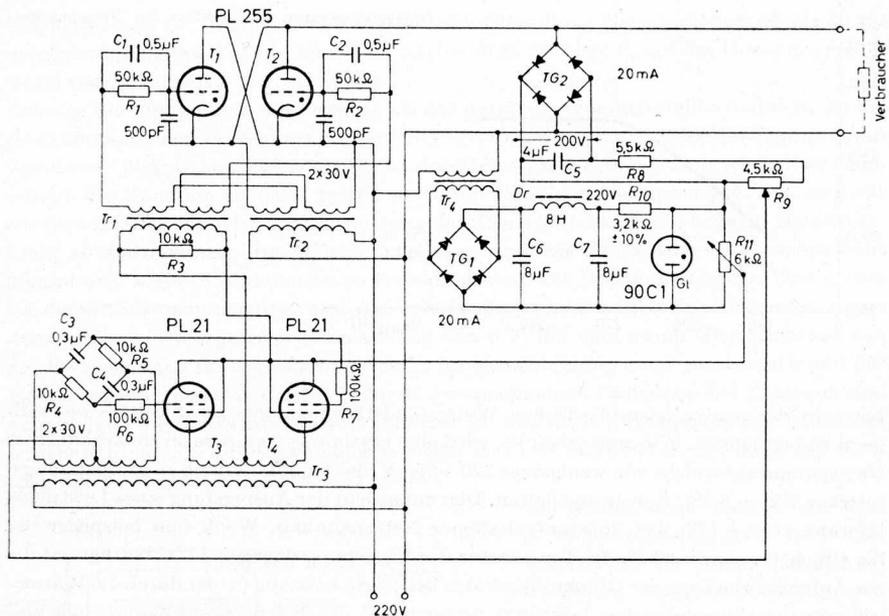


Abb. 3-8. Schaltung zur Konstanthaltung einer Wechselspannung.

Thyatronen  $T_3, T_4$  zündet. Diese Röhren werden gitterseitig durch jeweils eine um  $90^\circ$  phasenverzögerte Wechselspannung und eine überlagerte variable Gleichspannung beaufschlagt (Vertikalsteuerung). Die variable Gleichspannung wird durch die Differenz einer mit  $R_{11}$  vorwählbaren stabilisierten Bezugsspannung und einer an  $R_9$  abgegriffenen Spannung gebildet, die der am Verbraucher liegenden Wechselspannung proportional ist. Beim Sollwert dieser Spannung sei die in den Gitterkreisen der Röhren  $T_3, T_4$  herrschende Gleichspannungsdifferenz beispielsweise etwa  $+35\text{ V}$ . Der Zündwinkel von  $T_3, T_4$  und damit auch von  $T_1, T_2$  ist dann also rund  $35^\circ$ . Es sei nun angenommen, daß der Sollwert der Ausgangsspannung überschritten wird; die Gleichspannungsdifferenz wird dann kleiner werden und der Zündwinkel von  $T_1, T_2$  sich vergrößern, so daß die Ausgangsspannung wieder sinkt.

In Anbetracht des Bogenspannungsabfalls an den Thyatronröhren und der Tatsache, daß eine gewisse Spannungsreserve zur Ausregelung von Unterspannungen zur Verfügung bleiben muß, wird der Höchstwert der Ausgangsspannung etwa  $180\text{ V}$  sein. Um wieder auf den genormten Spannungswert von  $220\text{ V}$  zu kommen, muß daher ein Autotransformator nachgeschaltet werden.

## Dreiphasen-Gleichrichter mit konstanter Ausgangsspannung [10]

Die Schaltung eines Dreiphasen-Gleichrichters, dessen Ausgangsspannung innerhalb eines Bereichs von 180...240 V beliebig eingestellt werden kann, zeigt *Abb. 3-9*. Die Spannung wird, unabhängig von der Belastung und von Netzspannungsschwankungen, auf etwa 0,4% konstantgehalten. Der maximal entnehmbare Gleichstrom ist 1,5 A, er kann jedoch durch Wahl von leistungsfähigeren Thyatronröhren entsprechend gesteigert werden.

Aus Ersparnisgründen wurde auf einen netzseitigen Leistungstransformator verzichtet. Die drei Phasen sind unmittelbar mit den Anoden der Thyatronröhren PL 17 verbunden. Die Stromrückführung erfolgt also über den Nulleiter. Auf die Konsequenzen, die sich durch eine Gleichstrombelastung des Nulleiters vor allem bei größeren Leistungen möglicherweise ergeben, wurde bereits an anderer Stelle hingewiesen. Falls ein Pol der Ausgangsspannung geerdet werden soll, ist in jedem Fall ein Netztransformator vorzusehen. Die Thyatronröhren werden durch Vertikalsteuerung beeinflußt; sie erhalten gitterseitig eine jeweils um  $90^\circ$  phasenverzögerte, aus drei Transformatoren  $Tr_1$ ,  $Tr_2$ ,  $Tr_3$  entnommene Wechselspannung. Die Phasenverzögerung wird dadurch erreicht, daß die Transformatoren primärseitig jeweils an die nicht mit der Anode eines Thyatrons verbundenen Netzphasen angeschlossen sind. Auch die Heizung der Röhren erfolgt aus diesen Transformatoren, wodurch zwischen Heiz- und Anodenspannungen ebenfalls eine  $90^\circ$ -Phasen-

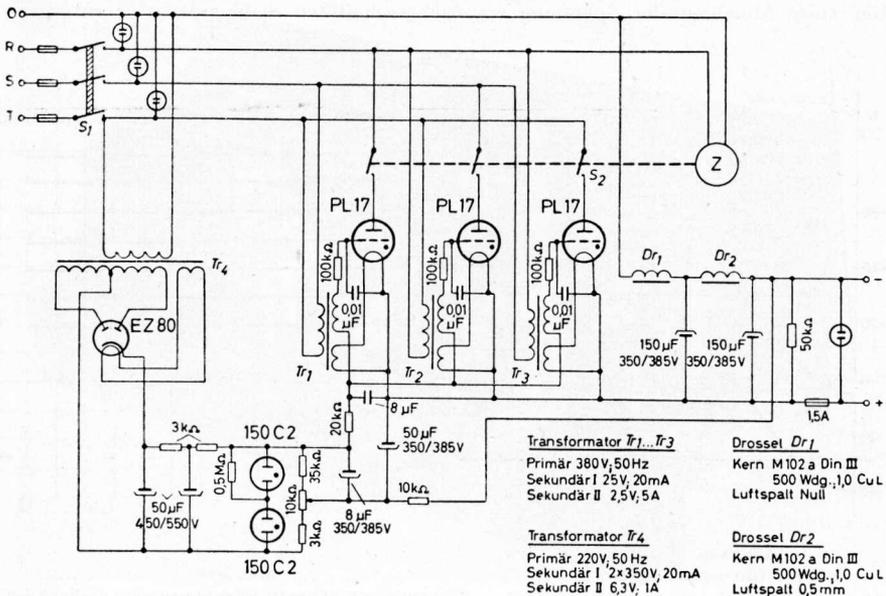


Abb. 3-9. Schaltung eines Dreiphasen-Gleichrichters mit konstanter Ausgangsspannung

verschiebung zustande kommt. Das beeinflusst die Lebensdauer der direkt geheizten Thyatronen sehr günstig. — In den Gitterkreisen ist ferner eine variable Gleichspannung wirksam, die aus der Differenz einer stabilisierten Bezugsspannung und der gleichgerichteten und gesiebten Ausgangsspannung gebildet wird. Die Größe der Bezugsspannung kann mit dem 10-k $\Omega$ -Potentiometer geändert werden. Hierdurch wird der Wert der Ausgangsspannung bestimmt.

Im Gegensatz zu den gebräuchlichen Schaltungen zur Konstanzhaltung einer Gleichrichter-Ausgangsspannung wurde im vorliegenden Fall auf die Zwischenschaltung einer Gleichstrom-Verstärkerstufe verzichtet. Um trotzdem noch eine genügende Regellempfindlichkeit zu erhalten, ist die Gitterwechselspannung verhältnismäßig niedrig (25 V<sub>eff</sub>). Abb. 3–10 zeigt die im Gitterkreis eines Thyatronen auftretenden Verhältnisse bei nahezu voller Aussteuerung ( $U_{s\sim}'$  und  $U_{s\equiv}'$ ) und in heruntergeregeltem Zustand ( $U_{s\sim}''$  und  $U_{s\equiv}''$ ). Wie man ersieht, ist die insgesamt erforderliche Variation der Steuergleichspannung  $U_{s\equiv}$  etwa 35 V, wovon für den Regelvorgang zur Konstanzhaltung eines bestimmten Wertes der Ausgangsspannung jedoch nur ein Bruchteil benötigt wird. Abb. 3–11 stellt den gemessenen Spannungsverlauf am Gleichrichterausgang in Abhängigkeit von dem Laststrom  $I_0$  für verschiedene vorgewählte Werte der Ausgangsspannung dar.

Zur Glättung der Ausgangsspannung dient ein zweistufiges Filter. Da sich bereits beim unregulierten Gleichrichter die Ausgangsspannung nur wenig mit der Belastung ändert, sind die Drosseln  $Dr_1$  und  $Dr_2$  sehr niederohmig ausgelegt. Die erste Drossel  $Dr_1$  ist so dimensioniert, daß sich ihre Induktivität mit zunehmendem Laststrom stark verringert, um einer Abnahme der Spannung am nachgeschalteten Siebkondensator entgegen-

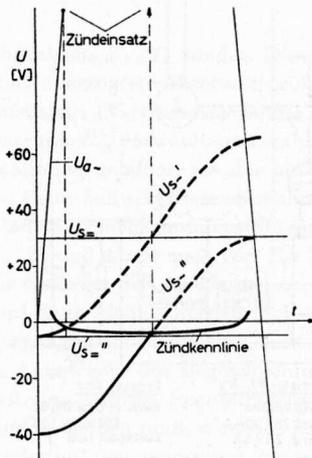


Abb. 3-10

Verlauf der Gitterspannung der Thyatronröhre bei nahezu voller Aussteuerung und in heruntergeregeltem Zustand

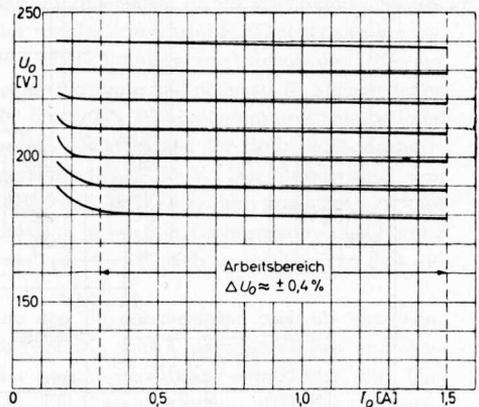


Abb. 3-11

Spannungsverlauf am Gleichrichterausgang als Funktion des Laststroms für verschiedene vorgewählte Werte der Ausgangsspannung

zuwirken. Zu diesem Zweck hat ihr Kern keinen Luftspalt, so daß bei größerem Laststrom die Sättigung erreicht wird. Die hinter dem Glättungsfilter noch auftretende Welligkeitsspannung in Abhängigkeit vom Laststrom  $I_0$  geht aus Abb. 3-12 hervor. Die ausgezogene Kurve gibt die Absolutwerte an, die gestrichelte Kurve den Prozentsatz von der Ausgangsspannung.

Die Vorheizzeit der Thyatronröhren wird durch das Verzögerungsrelais  $Z$  sichergestellt. Sie ist im allgemeinen bei Zimmertemperatur 5 min.

Abb. 3-13 zeigt den Chassisaufbau des Gerätes. Hier sind allerdings an Stelle der in Abb. 3-9 angegebenen Stabilisatorröhren 150 C 2 solche vom Typ 150 C 1 eingesetzt. Links befinden sich die beiden Glättungsdrosseln  $Dr_1$ ,  $Dr_2$ , in der Mitte die drei Steuertransformatoren  $Tr_1$ ,  $Tr_2$ ,  $Tr_3$  und rechts der Netztransformator  $Tr_4$  für die Bezugsspannung.

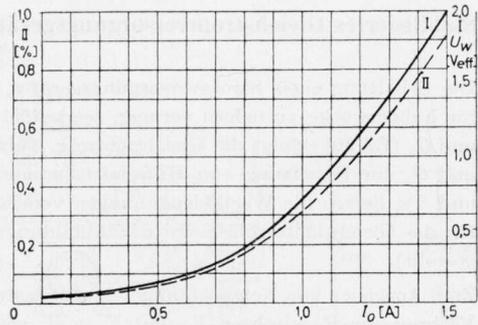


Abb. 3-12. Restwelligkeit der Ausgangsspannung als Funktion des Laststroms

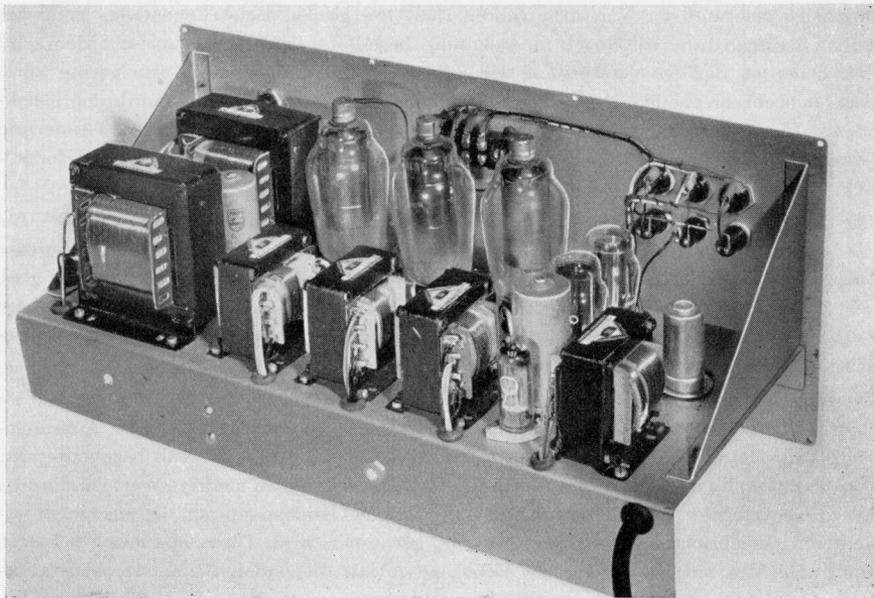


Abb. 3-13. Praktische Ausführung des Dreiphasen-Gleichrichters

### Stabilisiertes Gleichstromversorgungsgerät [18]

Die Schaltung eines Stromversorgungsgerätes, das vier stabilisierte Gleichspannungen für Laborzwecke zu liefern vermag, zeigt *Abb. 3-14*. Durch die Röhren  $G_1$ ,  $G_2$  (GZ 34) und  $G_3$  (EZ 80) erfolgt die Gleichrichtung, während zwei weitere Gleichrichterröhren  $G_4$  und  $G_5$  zur Erzeugung von Hilfsgleichspannungen dienen. Zwei Transformatoren  $Tr_1$  und  $Tr_2$  liefern die Wechselfspannungen verschiedener Größe und die Heizspannungen für die Gleichrichterröhren (in der Abbildung der Übersichtlichkeit wegen nicht dargestellt).

Zum Ausgleich von Netzspannungs- und Belastungsschwankungen sind in Serie mit dem Verbraucher Regelröhren  $V_1$  und  $V_2 + V_3$  geschaltet, deren Gleichstrom-Innenwiderstand sich jeweils so ändert, daß die Ausgangsspannung nahezu konstant bleibt. Zur Steuerung dieser Regelröhren dienen die Verstärkerröhren  $V_4$  und  $V_5$ . Das Prinzip dieser elektronischen Spannungskonstanthaltung wurde bereits an anderer Stelle ausführlich beschrieben, so daß sich eine Wiederholung hier erübrigt<sup>7)</sup>.

Die Speisung der Verstärkerröhren  $V_4$  und  $V_5$  geschieht von einem Potential, das um einen konstanten Betrag von etwa 100 V höher ist als das jeweilige Potential der Katoden der Regelröhren  $V_1$  oder  $V_2 + V_3$ . Diese konstanten Zusatzspannungen fallen an je einem Glimmstreckenstabilisator 108 C 1 ab und werden durch zwei Hilfsgleichrichter mit den Röhren  $G_4$  und  $G_5$  erzeugt. Wären sie nicht vorhanden, so müßte die Potentialdifferenz zwischen Gitter und Katode der Regelröhren gleich dem Spannungsabfall am Anodenwiderstand der Verstärkerröhren sein. Bei großen Belastungen, das heißt bei hohen Strömen durch die Regelröhren, könnte diese Potentialdifferenz nur sehr klein sein. Das bedeutet, daß die Verstärkung der Röhren  $V_4$  und  $V_5$  gleichfalls sehr gering wäre, was einer entsprechend hohen Unempfindlichkeit der gesamten Regelanordnung gleichkäme. Im vorliegenden Fall jedoch ist nur eine verhältnismäßig kleine Änderung (rund 20%) des Spannungsabfalls am Anodenwiderstand der Verstärkerröhren erforderlich, um die Regelröhren voll auszusteuern.

Die beiden Hilfsgleichrichter liefern auch die Schirmgitterspannung von etwa 200 V für die in Pentodenschaltung arbeitenden Regelröhren. Diese Schaltung wurde im Interesse eines möglichst großen Spannungsregelbereichs gewählt. Mit einer Triodenschaltung ist der Spannungsregelbereich wesentlich kleiner, wenn sich auch die Belastbarkeit der Regelröhre und die maximale Stromentnahme annähernd um die Schirmgitterverlustleistung beziehungsweise den Schirmgitterstrom erhöhen.

Die Katoden der Verstärkerröhren  $V_4$ ,  $V_5$  liegen auf einem um den Spannungsabfall an einer Stabilisatorröhre 108 C 1 niedrigeren Potential als der Minuspol der Ausgangsspannung. Damit wird es möglich, die Ausgangsspannung bis auf Null herabzuregeln, ohne daß deshalb die Anodenspannung der Verstärkerröhren zu niedrige Werte annimmt. Allerdings erfordert diese Schaltung eine zusätzliche Gleichspannung, die aus einem besonderen Gleichrichterteil mit der Röhre  $G_3$  gewonnen wird. Diese Spannung versorgt dann auch den zur Erzeugung des Bezugspotentials dienenden Glimmstreckenstabilisator 150 C 2.

<sup>7)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK, 1.6. Seite 87

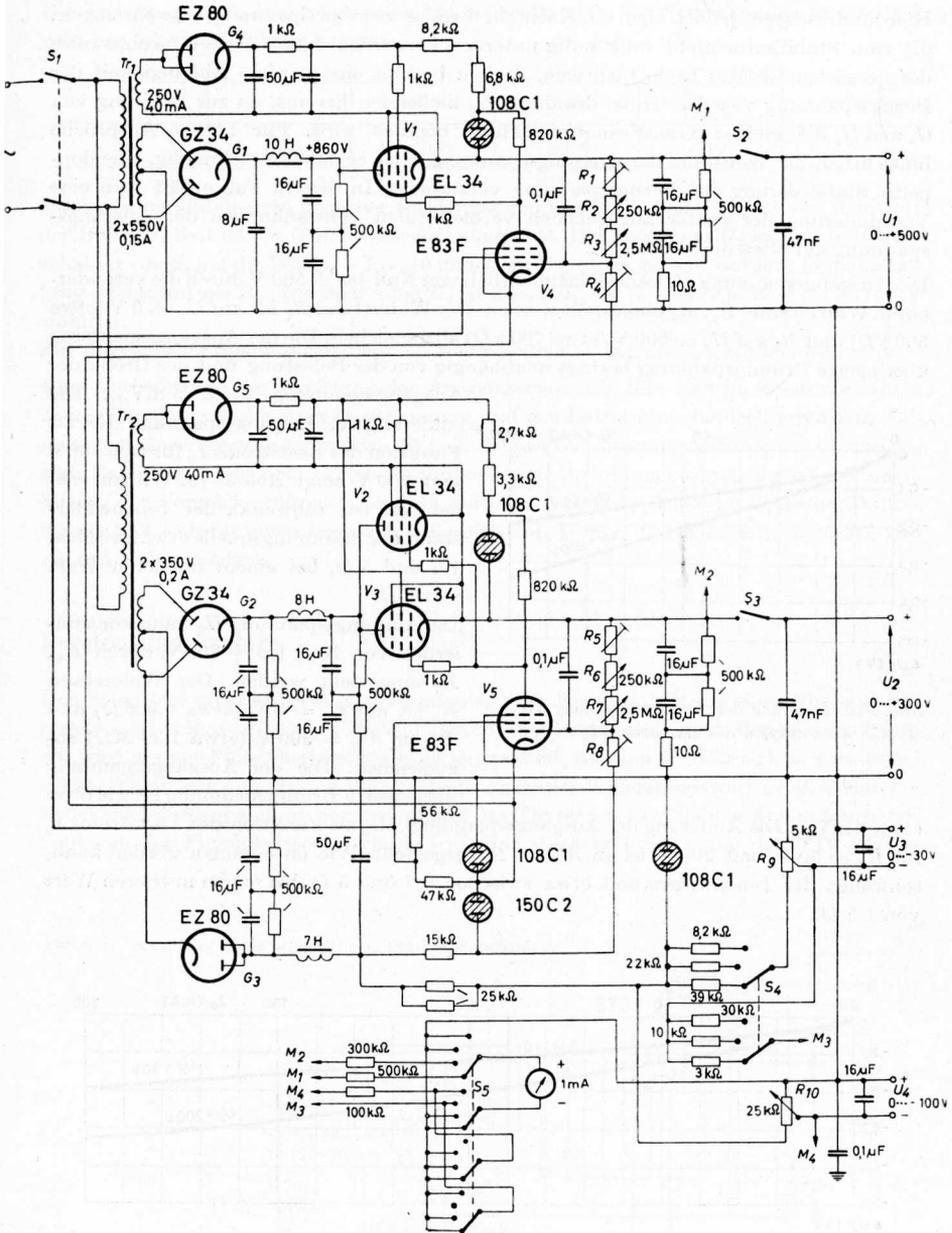


Abb. 3-14. Stromversorgungsgerät für vier stabilisierte Gleichspannungen

Hierdurch entsteht jedoch auch ein Nachteil, denn netzseitige Spannungsschwankungen, die vom Stabilisator nicht vollständig unterdrückt werden, können die Wirkungsweise des gesamten Gerätes beeinträchtigen. Zudem besteht eine gewisse Abhängigkeit der Bezugsspannung von der Größe des durch  $G_2$  fließenden Stroms, da zur Speisung von  $G_3$  und  $G_2$  die gleiche Transformatorwicklung benutzt wird. Für höhere Ansprüche hinsichtlich der Konstanz der Ausgangsspannungen ist es daher zweckmäßig, eine doppelte Stabilisierung der Bezugsspannung vorzusehen. In diesem Fall erhält man eine Verminderung der später angegebenen verbleibenden Schwankungen der Ausgangsspannung auf etwa die Hälfte.

Die Ausgangsspannung  $U_1$  kann kontinuierlich von Null bis + 500 V durch die veränderbaren Widerstände  $R_2$ ,  $R_3$  eingestellt werden. Der Widerstand  $R_1$  ist auf  $U_1 = 0$  V (etwa 500 k $\Omega$ ) und  $R_4$  auf  $U_1 = 500$  V (etwa 700 k $\Omega$ ) abzugleichen. Die der Ausgangsspannung überlagerte Brummspannung beträgt unabhängig von der Belastung und der Größe der Ausgangsspannung etwa 5 mV<sub>eff</sub>. Die Änderung der Ausgangsspannung  $\Delta U_1$  als Funktion des Laststroms  $I_0$  für  $U_1 = 50$  V und 200 V zeigt Abb. 3-15. Wie zu entnehmen ist, schwankt der Innenwiderstand der Spannungsquelle etwa zwischen 1,6 und 5  $\Omega$ , bei einem mittleren Wert von 3  $\Omega$ .

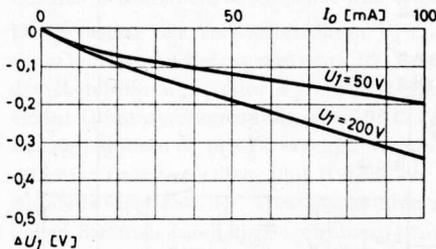


Abb. 3-15. Änderung der Ausgangsspannung  $\Delta U_1$  als Funktion des Laststroms  $I_0$

etwa 5 mV<sub>eff</sub>. Die Änderung der Ausgangsspannung  $\Delta U_2$  als Funktion des Laststroms  $I_0$  für  $U_2 = 50$  V und 200 V ist in Abb. 3-16 dargestellt. Wie entnommen werden kann, schwankt der Innenwiderstand etwa zwischen 0,7 und 5  $\Omega$ , bei einem mittleren Wert von 1,5  $\Omega$ .

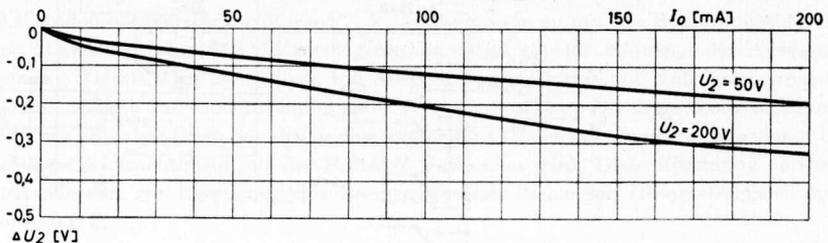


Abb. 3-16. Änderung der Ausgangsspannung  $\Delta U_2$  als Funktion des Laststroms  $I_0$

Die Änderung der Ausgangsspannung bei Schwankungen der Netzspannung um  $\pm 10\%$  geht aus folgender Tabelle hervor:

$U$	50	100	200	500	V
$\Delta U$	$\pm 0,8$	$\pm 0,7$	$\pm 0,6$	$\pm 0,6$	%

Zwei weitere stabilisierte negative Ausgangsspannungen  $U_3$  und  $U_4$  sind von dem mit der Röhre  $G_3$  bestückten Gleichrichterteil abgeleitet. Die Spannung  $U_3$  kann durch Umschalten von  $S_4$  auf die Werte  $-3, -10$  und  $-30$  V grob eingestellt werden; Feineinstellung erfolgt mittels  $R_9$ . Die Spannung  $U_4$  ist durch  $R_{10}$  im Bereich von Null bis  $-100$  V wählbar.

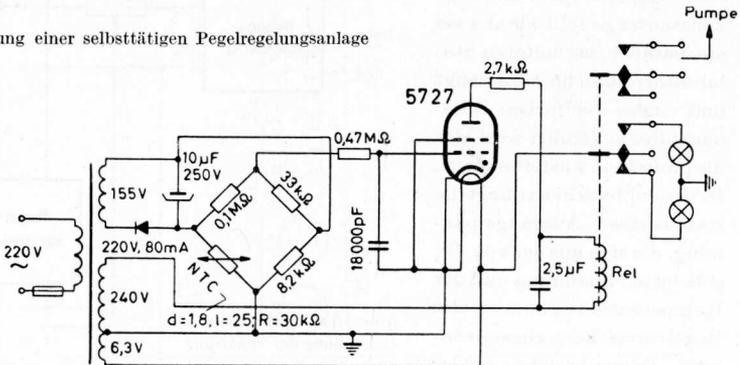
Zur Anzeige aller Spannungen dient ein Meßinstrument, das mit  $S_5$  umgeschaltet wird.

Eine Verbesserung der Konstanz der Ausgangsspannung läßt sich in einem allerdings begrenzten Bereich der Ausgangsspannung und des Laststroms dadurch erreichen, daß man je einen Widerstand von etwa  $10 \Omega$  in die positive Ausgangsleitung von  $U_1$  und  $U_2$  legt. Es ist damit eine dem Laststrom proportionale Spannung zusätzlich an den Steuergittern der Verstärkerröhren  $V_4$  und  $V_5$  wirksam. Durch Abgleich der Größe der Widerstände läßt sich für einen begrenzten Bereich von  $U$  oder  $I_0$  ein Innenwiderstand von nahezu Null erreichen.

### Pegelregelungsanlage

Das Schaltbild einer selbsttätigen Regelnanlage zur Konstanthaltung eines Flüssigkeitspegels zeigt Abb. 3-17. Ein NTC-Widerstand, der Bestandteil einer Brückenschaltung ist, wird in dem Flüssigkeitsreservoir so angeordnet, daß ihn die Flüssigkeit gerade bedeckt. Wegen der dann hohen Wärmeableitung ist der Widerstandswert groß, so daß die Brückenausgangsspannung negativ ist und das Thyatron 5727 keinen Strom führt. Sobald nun der Flüssigkeitspegel sinkt, tritt eine stärkere Erwärmung des NTC-Wider-

Abb. 3-17. Schaltung einer selbsttätigen Pegelregelungsanlage



standes ein, und die Brückenausgangsspannung wird weniger negativ oder sogar Null. Das Thyatron zündet dann in jeder positiven Halbperiode und betätigt das Relais, wodurch sich die Förderpumpe einschaltet. Zwei Kontrollampen zeigen den jeweiligen Betriebszustand an.

In der Abbildung ist die Stellung der Relaiskontakte für den stromlosen Zustand des Relais gezeichnet.

### Heizstromstabilisierung [13]

In manchen Fällen, zum Beispiel zur Erreichung einer möglichst hohen Lebensdauer, wird die Heizstromstabilisierung von Röhren bei stark schwankenden Versorgungsnetzen erforderlich. Die Schaltung eines Gerätes, das bei Netzspannungsschwankungen von 187...242 V (220 V + 10% - 15%) die Ausgangswegelspannung von 6,3 V auf weniger als  $\pm 2\%$  konstanthält, ist in *Abb. 3-18* wiedergegeben. Zum Verständnis der grundsätzlichen Wirkungsweise sei zunächst *Abb. 3-19* betrachtet. Die vom Heiztransformator gelieferte nicht stabilisierte Spannung mit dem Nominalwert 6,3 V liegt in Reihe mit einer von dem Regelverstärker gelieferten Spannung, die für die Kompensation sorgt. Die resultierende Spannung ist in Gegenphase zu einer konstanten Bezugswehelspannung geschaltet. Das Potentiometer *P* bildet somit mit der stabilisierten Spannung und der Bezugsspannung eine Brückenschaltung, deren Ausgangsspannung dem Eingang des Regelverstärkers zugeführt wird. Der Schleifer von *P* ist so eingestellt, daß die Brückenausgangsspannung Null beträgt, wenn die vom Heiztransformator gelieferte Spannung genau 6,3 V ausmacht. Ist sie größer oder kleiner, so wird dem Eingang des Regelverstärkers eine der Abweichung proportionale Spannung zugeführt, deren Phasenlage sich beim Nulldurchgang um  $180^\circ$  ändert. Am Verstärkerausgang entsteht somit eine Kompensationsspannung, deren Absolutwert der Größe der Abweichung entspricht und deren Phasenlage jeweils so ist, daß die Abweichung ausgeglichen wird.

Nach *Abb. 3-18* gewinnt man die konstante Bezugswehelspannung in der Weise, daß eine Mäanderspannung mit konstanter Amplitude an zwei antiparallel geschalteten Stabilisatorröhren 85 A 2 erzeugt und einem zweifachen Resonanzfilter zugeführt wird, das die Sinusform wiederherstellt. In Gegenphase hierzu liegt die stabilisierte Ausgangsspannung, die sich aus der von  $T_{r1}$  gelieferten Spannung und der Kompensationsspannung des Regelverstärkers zusammensetzt. Dieser besteht aus der

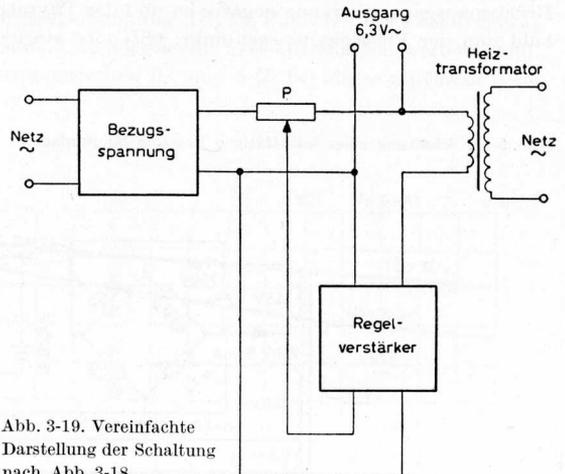


Abb. 3-19. Vereinfachte Darstellung der Schaltung nach *Abb. 3-18*

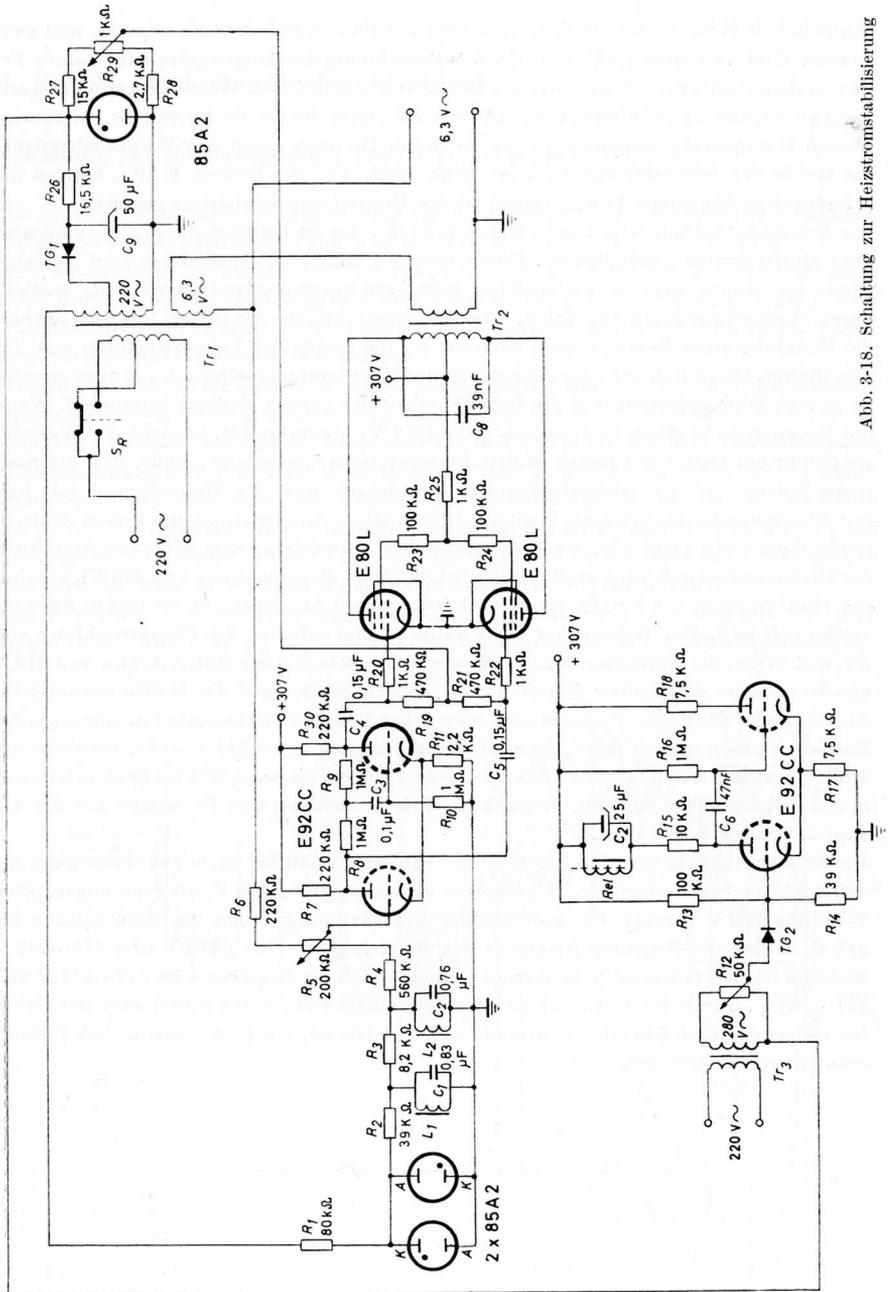


Abb. 3-18. Schaltung zur Heizstromstabilisierung

Doppeltriode E 92 CC, die als Vorverstärker- und Phasenumkehrstufe arbeitet, und zwei Röhren E 80 L als Gegentaktendstufe. Zur Berechnung des Ausgangstransformators  $Tr_2$  ist von dem niedrigsten vom Heiztransformator  $Tr_1$  gelieferten Wert der Ausgangsspannung auszugehen. Die Differenz gegenüber 6,3 V ergibt die Größe der von  $Tr_2$  aufzubringenden Kompensationsspannung, aus der durch Division durch den Verbraucherstrom die Größe der Sekundärimpedanz ermittelt wird. Für die Röhren E 80 L beträgt die primärseitige Impedanz 11 k $\Omega$ . Damit ist das Übersetzungsverhältnis gegeben.

Die Schaltung enthält eine zweite Röhre E 92 CC, die als katodengekoppelter monostabiler Multivibrator geschaltet ist. Dem Gitter des linken Triodensystems wird über eine Diode die Summe aus einer stabilisierten negativen Spannung und einer mit  $R_{12}$  einstellbaren Wechselfspannung zugeführt. Der Anodenstromkreis des linken Systems enthält die Wicklung eines Relais, dessen Kontakt  $S_R$  die Größe der Primärwicklung von  $Tr_1$  umschaltet. Hierdurch wird die Gesamtheit der Netzspannungsschwankung in zwei nahezu gleiche Teile aufgeteilt und die Regelfähigkeit des ganzen Gerätes verdoppelt. Wenn die Netzspannung einen bestimmten Wert (211 V) überschreitet, erreicht die Wechselfspannung am Gitter des linken Multivibratorsystems eine solche Größe, daß die positiven Spitzen in den Aussteuerbereich hineinragen und der Multivibrator mit halber Netzfrequenz zu arbeiten beginnt. Der mittlere Anodenstrom des linken Systems reicht dann noch nicht aus, um den Relaisanker anzuziehen. Erst wenn die Amplitude der Gitterwechselfspannung groß genug wird (bei einer Netzspannung von 215 V), arbeitet der Multivibrator mit Netzfrequenz, und der mittlere Anodenstrom des linken Systems verdoppelt sich. Der Relaisanker zieht dann an und schaltet die Primärwicklung von  $Tr_1$  um. Wenn die Netzspannung nun wieder sinkt, arbeitet der Multivibrator von 215 V abwärts wieder mit halber Netzfrequenz. Jedoch ist der auf die Hälfte verminderte Anodenstrom des linken Systems noch ausreichend, um den Relaisanker in angezogenem Zustand zu halten. Erst dann, wenn die Netzspannung unter 211 V sinkt, verbleibt der Multivibrator in seinem stabilen Zustand (linkes System gesperrt, rechtes System leitend), und der Relaisanker fällt ab, wodurch die Primärwicklung von  $Tr_1$  wieder auf die Anzapfung umgeschaltet wird.

Die Primärwicklung von  $Tr_1$  wurde so dimensioniert, daß bei einer Sekundärspannung von 6,3 V die Spannung über der gesamten Primärwicklung 236 V, über der angezapften Wicklung 209 V beträgt. Bei ansteigender Netzspannung erfolgt die Umschaltung bei 215 V, so daß die Regelung jeweils in den Bereichen von 187...215 V und 215...242 V wirksam ist. Bei fallender Netzspannung ergeben sich die Regelbereiche 242...211 V und 211...187 V. Durch den Umstand, daß der Spannungswert für das Umschalten des Relais bei steigender und fallender Spannung nicht gleich ist, wird vermieden, daß Flattererscheinungen auftreten.

---

## 4. Schalt- und Steuereinrichtungen

### Schaltung zur Steuerung einer Zentrifugal-Gießmaschine [45]

Die in *Abb. 4-1* gezeigte Schaltung dient zur Steuerung einer Zentrifugal-Gießmaschine. Sobald die jeweils nach Bedarf eingestellte maximale Drehzahl der Gießform erreicht ist, wird automatisch die Zufuhr des flüssigen Metalls freigegeben. Hat die Maschine dann nach Beendigung des Gießvorganges und Abbremsung eine niedrigere, gleichfalls vorwählbare Drehzahl erreicht, so wird ein Kontakt geschlossen, der die Schutzgitter öffnet und den Ausstoß der Gießform einleitet.

Mit der Maschine ist ein Tacho-Generator gekuppelt, der eine der Drehzahl proportionale Spannung liefert. Diese Spannung wird durch  $Tr_2$  auf etwa den dreifachen Wert (bis zu etwa 300 V) herauftransformiert und durch  $TG_1$  und  $TG_2$  gleichgerichtet. Die entstehende Gleichspannung wird durch die Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  geteilt; die obere, an  $R_1$  abfallende Spannung führt man nach nochmaliger Siebung über  $R_8$  der Anode der Röhre EL 42 zu. Der negative Pol der unteren Spannung, die an  $R_2$  abfällt, liegt über  $C_4$  am Steuergitter der Röhre, während die Katode mit dem Spannungsteiler-Knotenpunkt und über den Ableitwiderstand  $R_7$ , auch mit dem Gitter verbunden ist.

Das Thyratron  $T_1$  erhält Heiz- und Anodenspannung aus dem Transformator  $Tr_1$ ; dem ersten Gitter wird über  $R_8$ ,  $R_{11}$  eine um  $180^\circ$  phasenverschobene Wechselspannung zu-

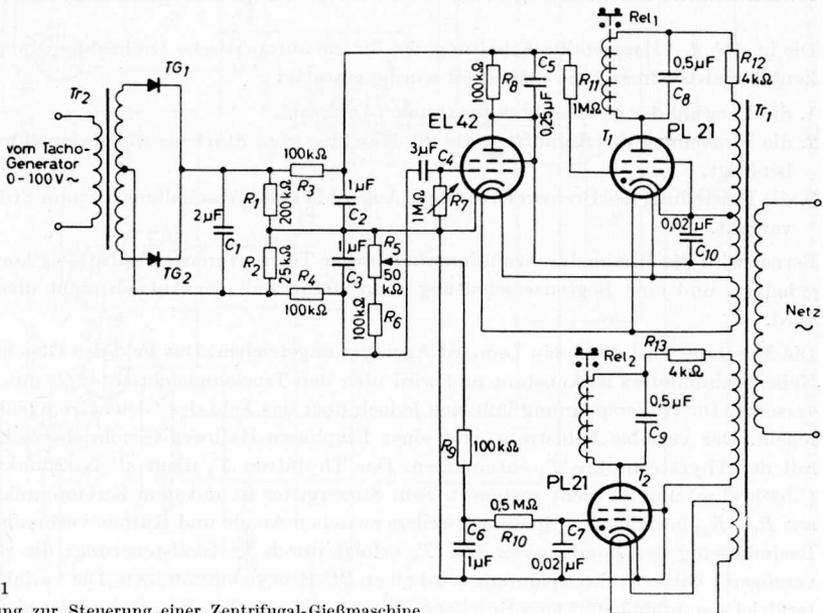


Abb. 4-1  
Schaltung zur Steuerung einer Zentrifugal-Gießmaschine

geführt. Solange die Maschine im Stillstand ist, bekommt die EL 42 keine Anodenspannung, und das Thyatron  $T_1$  bleibt gelöscht. Wenn nun die Gießform in ständig sich beschleunigende Drehbewegung versetzt wird, so entsteht eine in gleichem Maße wachsende positive Gleichspannung an der Anode der EL 42. Diese Röhre bleibt jedoch stromlos, da sich die an  $R_2$  abfallende Spannung ebenfalls ständig vergrößert und den Kondensator  $C_4$  über  $R_7$  auflädt, so daß an  $R_7$  durch den Ladestrom eine Spannung abfällt, die für die Sperrung der EL 42 sorgt. Erst wenn die maximale Drehzahl der Gießform erreicht ist, nimmt die Spannung an  $R_2$  einen konstanten Wert an, und die Aufladung von  $C_4$  hört auf. Die Röhre EL 42 wird stromleitend, und der an  $R_8$  entstehende Spannungsabfall bringt das Thyatron  $T_1$  zum Zünden. Über das Relais  $Rel_1$  wird sodann der Guß eingeleitet.

Kennzeichnend für die Funktion der Schaltung ist es, daß unabhängig von der vorgewählten absoluten Größe der Maximaldrehzahl das Thyatron in dem Augenblick zündet, in dem der Beschleunigungsvorgang aufhört.

Solange die Gießform mit hoher Drehzahl rotiert, ist die am Potentiometer  $R_5$  abgegriffene negative Spannung groß genug, um das Thyatron  $T_2$  am Zünden zu hindern. Wird nun die Maschine abgebremst, so tritt bei Erreichen einer bestimmten, durch die Einstellung von  $R_5$  wählbaren Drehzahl die Zündung von  $T_2$  ein. Das Relais  $Rel_2$  wird betätigt und löst das Öffnen der Schutzgitter und die vorbereitenden Maßnahmen zum Ausstoß der Gießform aus.

### Automatische Drehzahlregelung für eine Zentrifugal-Gießmaschine [39]

Die in *Abb. 4–2* dargestellte Schaltung, die für die automatische Drehzahlregelung einer Zentrifugal-Gießmaschine entwickelt wurde, gestattet

1. die Vorwahl der gewünschten maximalen Drehzahl,
2. die Einstellung der Anlaufzeit, die die Maschine vom Start bis zur Maximaldrehzahl benötigt,
3. die Einstellung der Bremszeit, die vom Augenblick des Abschaltens bis zum Stillstand vergeht.

Ferner wird die Maximaldrehzahl innerhalb enger Toleranzgrenzen selbsttätig konstantgehalten, und eine Begrenzerschaltung sorgt dafür, daß der Antrieb nicht überlastet wird.

Die Maschine wird durch ein Leonard-Aggregat angetrieben. Das Feld des Gleichstrom-Nebenschlußmotors ist konstant und wird über den Trockengleichrichter  $G_6$  mit Strom versorgt. Die Ankerspannung läßt sich jedoch über das Feld des Gleichstromgenerators regeln. Der variable Feldstrom wird einer Einphasen-Halbweg-Gleichrichterschaltung mit der Thyatronröhre  $T_2$  entnommen. Das Thyatron  $T_1$  dient als Nullpunktanode (Löschröhre) und ist nicht gesteuert. Sein Steuergitter ist mit dem Knotenpunkt eines aus  $R_{22}$ ,  $R_{23}$  bestehenden Spannungsteilers zwischen Anode und Katode verbunden. Die Beeinflussung des Zündwinkels von  $T_2$  erfolgt durch Vertikalsteuerung; die phasenverzögerte Gitterwechselspannung wird einer  $RC$ -Brücke entnommen. Die variable Gittergleichspannung liefert eine Brückenschaltung, die aus  $R_{12}$ ,  $R_{13}$ ,  $R_6$  und der als Triode

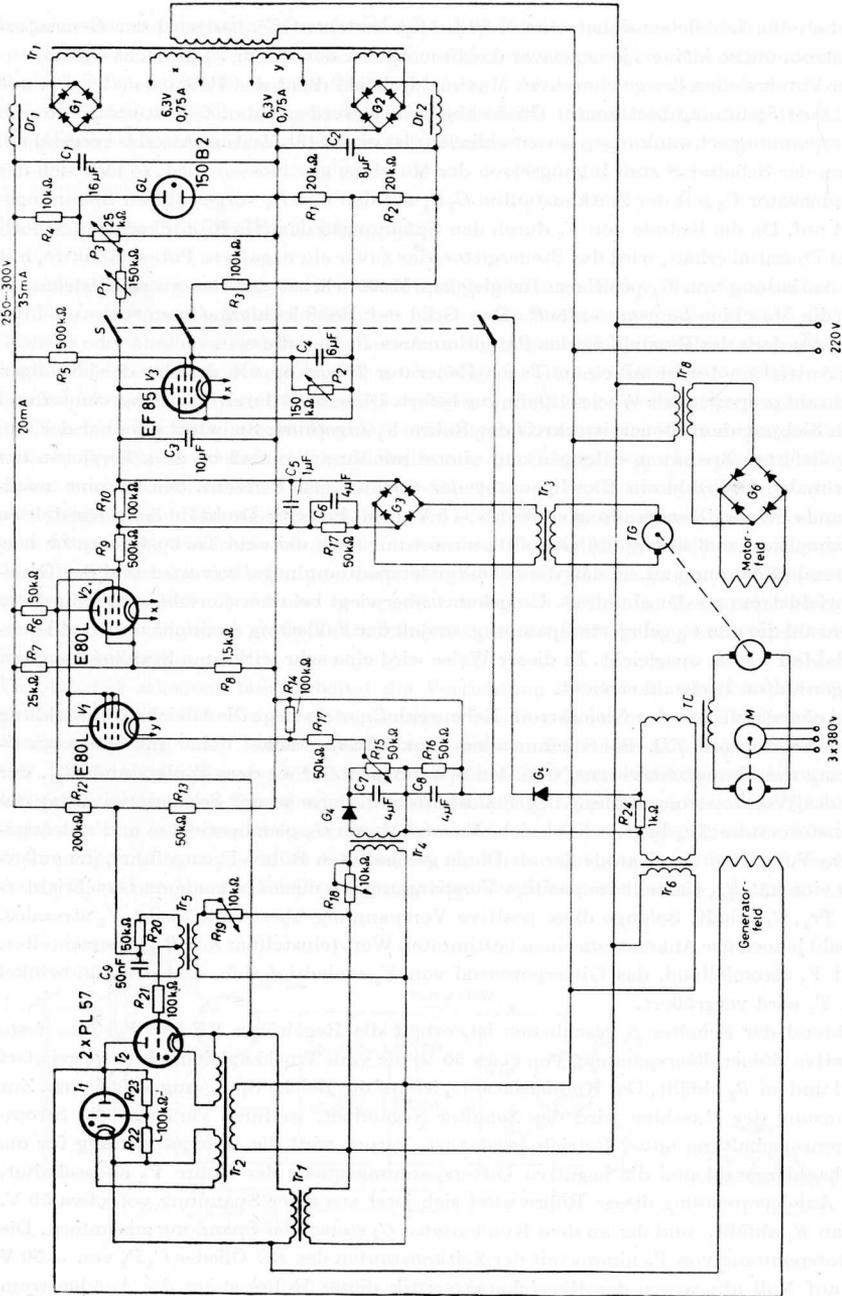


Abb. 4-2. Automatische Drehzahlregelung für eine Zentrifugal-Gießmaschine

geschalteten Langlebensdaueröhre E 80 L ( $V_2$ ) besteht. Offenbar wird der Generatorfeldstrom um so kleiner, je negativer das Steuergitter der Röhre  $V_2$  gemacht wird.

Zum Voreinstellen der gewünschten Maximaldrehzahl dient das Potentiometer  $P_3$ , mit dem eine Spannung bestimmter Größe abgegriffen werden kann. Um Störungen durch Netzspannungsschwankungen auszuschließen, ist eine Stabilisatorröhre  $GL$  vorgesehen. Wenn der Schalter  $S$  zum Ingangsetzen der Maschine geschlossen wird, so lädt sich der Kondensator  $C_3$  mit der Zeitkonstanten  $C_3P_1$  auf den mit  $P_3$  vorgewählten Spannungswert auf. Da die Katode von  $V_2$  durch den Spannungsteiler  $R_7, R_8$  ein konstantes positives Potential erhält, wird das Steuergitter, das zuvor ein negatives Potential hatte, mit der Aufladung von  $C_3$  positiver. Im gleichen Maße wächst der Generatorfeldstrom, so daß die Maschine langsam anläuft. Den Grad der Beschleunigung kann man offenbar durch Ändern der Einstellung des Potentiometers  $P_1$  beeinflussen.

Der Antriebsmotor ist mit einem Tacho-Generator  $TG$  gekuppelt, der eine der jeweiligen Drehzahl proportionale Wechselspannung liefert. Diese wird durch  $G_3$  gleichgerichtet und nach Siebung dem Steuergitterkreis der Röhre  $V_2$  zugeführt. Sie wirkt offenbar der von  $C_3$  gelieferten Spannung entgegen und nimmt mit ihr zu, so daß bis zum Erreichen der maximalen Drehzahl ein Gleichgewicht der Spannungen herrscht, das für eine resultierende Steuergitterspannung von etwa  $-5$  V sorgt. Falls die Drehzahl den eingestellten Maximalwert nun überschreiten sollte, nimmt nur noch die vom Tacho-Generator herführende Spannung zu, so daß die Steuergitterspannung negativer wird und der Generatorfeldstrom wieder abnimmt. Umgekehrt überwiegt bei unerwünschter Abnahme der Drehzahl die von  $C_3$  gelieferte Spannung, so daß der Feldstrom zunimmt und den Drehzahlabfall wieder ausgleicht. In dieser Weise wird eine sehr wirksame Stabilisierung der vorgewählten Drehzahl erreicht.

Im Ankerstromkreis des Gleichstrom-Nebenschlußmotors liegt die Gleichstromwicklung des Transduktors  $TD$ . Bei zunehmendem Ankerstrom wächst daher die Vormagnetisierung des Transduktorkerns, und der Spannungsabfall an dem Widerstand  $R_{24}$ , der mit der Wechselstromwicklung des Transduktors in Serie an der Sekundärwicklung des Transformators  $Tr_6$  liegt, erhöht sich. Er wird durch  $G_5$  gleichgerichtet und mit negativem Vorzeichen der Katode der als Diode geschalteten Röhre  $V_1$  zugeführt, die außerdem eine mit  $R_{15}$  einstellbare positive Vorspannung aus einem besonderen Gleichrichter-teil  $Tr_4, G_4$  erhält. Solange diese positive Vorspannung überwiegt, bleibt  $V_1$  stromlos. Sobald jedoch der Ankerstrom einen bestimmten Wert (einstellbar mit  $R_{15}$ ) überschreitet, wird  $V_1$  stromleitend, das Gitterpotential von  $V_2$  erniedrigt sich, und der Zündwinkel von  $T_2$  wird vergrößert.

Während der Schalter  $S$  geschlossen ist, erhält die Regelröhre  $EF 85$  ( $V_3$ ) eine feste negative Steuergitterspannung von etwa  $50$  V, die vom Trockengleichrichter  $G_2$  geliefert wird und an  $R_2$  abfällt. Der Kondensator  $C_4$  ist auf die gleiche Spannung aufgeladen. Zur Bremsung der Maschine wird der Schalter  $S$  geöffnet, wodurch zunächst die Strombegrenzerschaltung außer Betrieb gesetzt ist. Ferner wird die Bezugsspannung für die Drehzahlvorwahl und die negative Gitterspannungsquelle der Röhre  $V_3$  abgeschaltet. Die Anodenspannung dieser Röhre setzt sich jetzt aus einer Spannung von etwa  $50$  V, die an  $R_1$  abfällt, und der an dem Kondensator  $C_3$  stehenden Spannung zusammen. Die Gitterspannung von  $V_3$  nimmt mit der Zeitkonstanten des  $RC$ -Gliedes  $C_4P_2$  von  $-50$  V bis auf Null ab; wegen der Regelcharakteristik dieser Röhre steigt der Anodenstrom

langsam an und entlädt  $C_3$ , wodurch ein entsprechend langsamer Abfall der Gitterspannung von  $V_2$  erreicht wird. Hierdurch erhält man einen sehr weichen Bremsensatz, der wesentlich zur Erhöhung der Gußgüte beiträgt, da sonst bei zu plötzlichem Abbremsen die Gefahr der Ribbildung in dem noch glühenden Gußmaterial besteht. Der Grad der Abbremsung kann durch  $P_2$  eingestellt werden.

### Elektronische Schüttelvorrichtung [32]

In vielen Industriezweigen werden fein- und grobkörnige Güter über Schüttelbahnen zur Verpackungsstelle geführt oder über vibrierende Roste zum Sortieren nach Größe, Gewicht oder ähnlichem geleitet. Bisher war es allgemein üblich, die Schüttelvorrichtung durch Elektromotoren über Exzenter zu betätigen, wobei praktisch nur einige wenige Festfrequenzen durch Änderung des Übersetzungsverhältnisses gewählt werden konnten. Die Maschine war dabei abzustellen. Das nachfolgend beschriebene Gerät ermöglicht auf einfache Weise eine kontinuierliche Veränderung der Schüttelfrequenz während des Betriebes durch Ändern einer Potentiometer-Einstellung. Das ist von Vorteil, wenn auf einer Schüttelbahn Materialien verschiedener Dichte transportiert und beispielsweise in einer Verpackungsmaschine eingetütet werden sollen. Die Möglichkeit der kontinuierlichen Frequenzvariation erlaubt es dann, den Schüttelrhythmus genau den Eigenschaften des zu verarbeitenden Gutes anzupassen, um einen optimalen Transportwirkungsgrad oder eine möglichst große Verpackungsdichte, das heißt geringsten Verpackungsraum, zu erhalten.

Wie Abb. 4-3 erkennen läßt, arbeitet die Vorrichtung so, daß ein Magnet periodisch durch eine elektrische Kippschaltung erregt wird. Der Transformator  $Tr_1$  liefert eine Wechselspannung von  $2 \times 450$  V bei 250 mA, die von der Röhre GZ 34 gleichgerichtet wird. Die Gittervorspannung für die Thyatronröhre PL 57 entnimmt man einer weiteren Sekundärwicklung des Transformators, die nur wenig belastbar zu sein braucht. Die Gleichrichtung in diesem Stromkreis erfolgt durch einen Trockengleichrichter. Um die Gittervorspannung variieren zu können, ist das Gitter mit dem Abgriff des Potentiometers  $R_5$  verbunden. In der Gitterleitung liegt der Schutzwiderstand  $R_4$ . An die An-

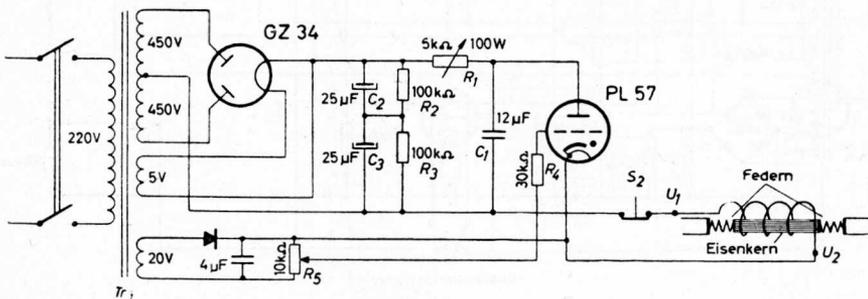


Abb. 4-3. Elektronische Schüttelvorrichtung

schlüsse  $U_1$  und  $U_2$  schließt man die Magnetspule mit federndem Joch an. Der Kondensator  $C_1$  wird über den Widerstand  $R_1$  durch Gleichspannung aufgeladen. Nach einer bestimmten Zeit, die durch die Größe von  $R_1$  und  $C_1$  und die vorgewählte Gittervorspannung gegeben ist, zündet die PL 57, wodurch sich der Kondensator über die Röhre und die Wicklung der Magnetspule entlädt. Ist die Spannung am Kondensator bis auf einen Wert dicht unterhalb der Bremspannung der Röhre (16 V) gesunken, so löscht das Thyatron, und  $C_1$  lädt sich wieder auf. Beim Erreichen des Zündeinsatzpunktes der Röhre beginnt der Vorgang von neuem. Da das Arbeiten der Schaltung zu Rundfunkstörungen Anlaß geben kann, empfiehlt es sich, das gesamte Gerät mit einer statischen Abschirmung zu versehen, die gut geerdet sein muß. Zur Einhaltung der vorgeschriebenen Anheizzeit für das Thyatron ist der Schalter  $S_2$  vorgesehen, der erst 5 min nach dem Einschalten des Hauptschalters  $S_1$  betätigt werden darf.

### Preßeinrichtung für Brikettiermaschinen [35]

Abb. 4-4 zeigt die Schaltung einer elektronisch gesteuerten Preßeinrichtung für die Brikettindustrie, bei der nacheinander drei Gleichstrommagnete und ein Zählwerk von einem rotierenden Schalter, der mit dem Förderband gekuppelt ist, betätigt werden. Die Schalthäufigkeit liegt bei etwa zwei Schaltungen je Sekunde. Während bei den sonst üblichen Verfahren mit Speisung aus dem Gleichstromnetz ein starker Abbrand der Kontakte und besonders störende netzseitige Schaltstöße auftreten, werden bei der hier beschriebenen elektronischen Einrichtung die Schaltvorgänge in Hilfsstromkreise mit

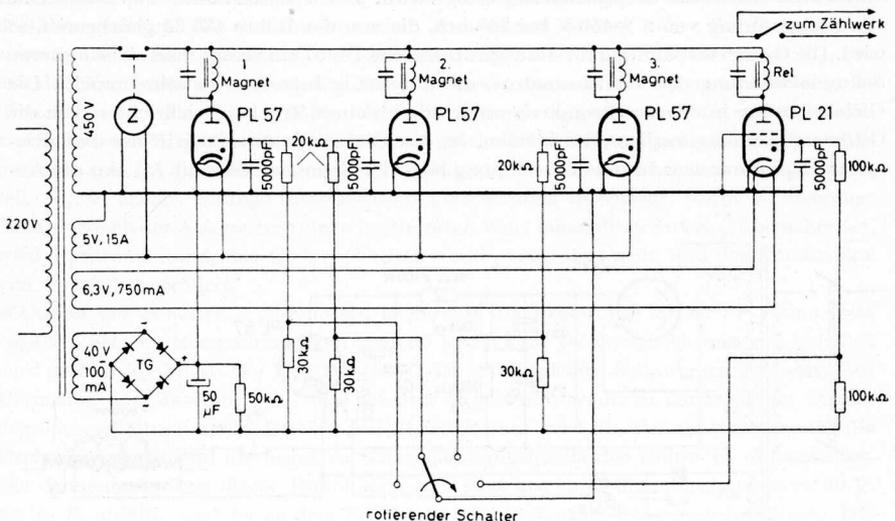


Abb. 4-4. Elektronisch gesteuerte Preßeinrichtung für Brikettiermaschinen

niedrigen Spannungen und Strömen verlegt. Es ist möglich, die Einrichtung am Wechselstromnetz zu betreiben, so daß die eben genannten Schwierigkeiten nicht mehr auftreten. Die Steuerung der drei Magnete erfolgt durch drei Röhren PL 57; die Betätigung des Zählers geschieht über das im Anodenkreis der PL 21 befindliche Relais. Die Speisenspannung für die vier Röhren liefert die 450-V/4-A-Wicklung, in deren anodenseitiger Zuleitung der Zeitschalter *Z* zur Einhaltung der Anheizzeit der Thyatronröhren eingeschaltet ist. Die Heizspannung für die drei Röhren PL 57 und die PL 21 wird den entsprechenden Heizwicklungen des Transformators mit 5 V, 15 A beziehungsweise 6,3 V, 750 mA entnommen. Zur Sperrung der Röhren wird mit dem Trockengleichrichter *TG* eine negative Vorspannung von etwa 50 V erzeugt, die den Gittern der einzelnen Röhren über die Reihenschaltung der Widerstände von  $(20 + 30) \text{ k}\Omega$  und  $(100 + 100) \text{ k}\Omega$  zugeführt wird. Die Verbindungspunkte der Widerstände sind an die Kontakte des rotierenden Schalters geführt, dessen Schaltarm mit der Katodenleitung verbunden ist. Wird nun ein Kontakt über den Schaltarm geschlossen, so erhält das Gitter der betreffenden Röhre Katodenpotential, und sie zündet. Die Glättungskondensatoren parallel zu den Magnetwicklungen und zur Relaiswicklung sind den jeweiligen Erfordernissen entsprechend zu dimensionieren.

## Einfaches elektronisches Schaltschütz

In manchen industriellen Fertigungsbetrieben sind kleine Punktschweißmaschinen in Gebrauch, die mehr als 15000mal am Tage betätigt werden, zum Beispiel in der Glühlampenfabrikation. Mechanische Schaltschütze sind derartigen Beanspruchungen häufig nicht gewachsen, so daß im Interesse eines möglichst störungsfreien Betriebes der Einsatz eines elektronischen Schaltschützes zweckmäßig ist.

Eine sehr einfache Anordnung ist in *Abb. 4–5* wiedergegeben. Es kommen zwei antiparallel geschaltete Thyatronröhren  $T_1$  und  $T_2$  (Valvo PL 255) zur Verwendung, die einen Dauerstrom von  $27 \text{ A}_{eff}$  zulassen. Diese Röhren erhalten eine negative Vorspannung

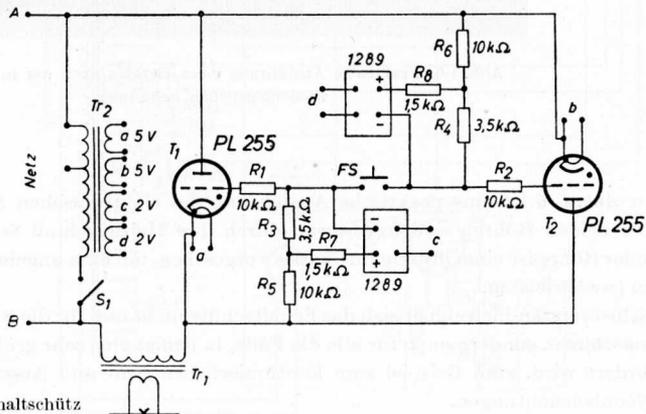


Abb. 4-5  
Einfaches elektronisches Schaltschütz

von etwa 40 V durch zwei Gleichrichter-Aggregate (*Valvo* 1289), so daß sie bei geöffnetem Fußschalter *FS* keinen Strom führen. Wenn jedoch *FS* geschlossen wird, so schließt sich auch die Spannungsteiler-Kette  $R_6, R_4, R_3, R_5$ . Angenommen, daß der Pol *A* des Netzes gerade positiv ist, dann erhält  $T_1$  eine positive Gitterspannung, die an  $R_3, R_5$  abfällt und die von dem Aggregat 1289 gelieferte negative Spannung übersteigt, so daß  $T_1$  zündet. In der darauffolgenden Halbwelle der Netzspannung zündet  $T_2$  entsprechend, und der Vorgang setzt sich fort, bis der Schalter *FS* wieder geöffnet wird. Über *FS* fließt ein nur sehr geringer Strom von wenigen Milliampere, so daß ein Verschleiß der Kontakte durch Funkenbildung praktisch nicht eintritt.

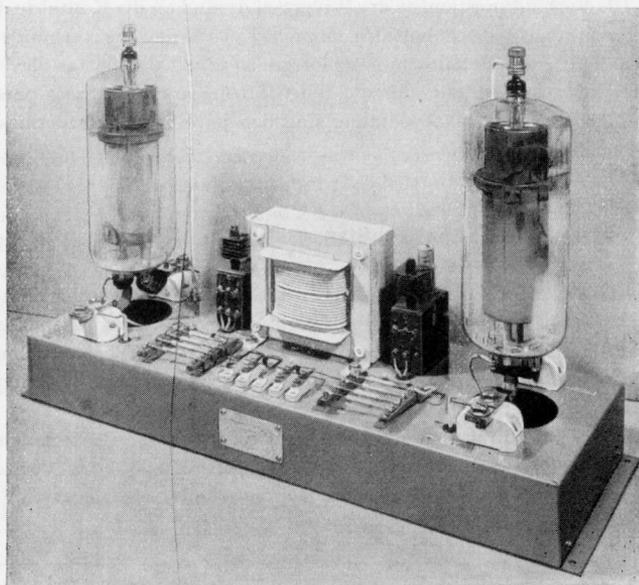


Abb. 4-6. Praktische Ausführung eines Gerätes nach der in Abb. 4-5 wiedergegebenen Schaltung

In *Abb. 4-6* ist eine praktische Ausführung des elektronischen Schaltschützes gezeigt. Die beiden Röhren sind freitragend durch ihre Heizanschluß-Streifen montiert; unter jeder Röhre ist eine Öffnung im Chassis vorgesehen, um eine ungehinderte Luftzirkulation zu gewährleisten.

Selbstverständlich eignet sich das Schaltschütz nicht nur für die Steuerung von Schweißmaschinen, sondern auch für alle die Fälle, in denen eine sehr große Schalthäufigkeit gefordert wird, zum Beispiel zum kontinuierlichen Ein- und Ausschalten von Reklame-Neonbeleuchtungen.

## Steuergerät für kleine Punktschweißmaschinen [34]

Die Schaltung eines anderen Steuergerätes für kleine Punktschweißmaschinen zeigt Abb. 4-7. Im Primärstromkreis des Schweißtransformators  $Tr_1$  liegen die beiden antiparallel geschalteten Thyratrons  $T_1, T_2$ . Hier wird der Typ *Valvo* PL 105 verwendet, der bei einer Einschaltdauer von weniger als 10% einen Strom von  $50 A_{eff}$  durch die Antiparallelschaltung zuläßt. In den Steuergitter-Stromkreisen der Röhren liegen die Sekundärwicklungen eines Impulstransformators  $Tr_3$  (*Valvo* 84 590) und zwei Gleich-

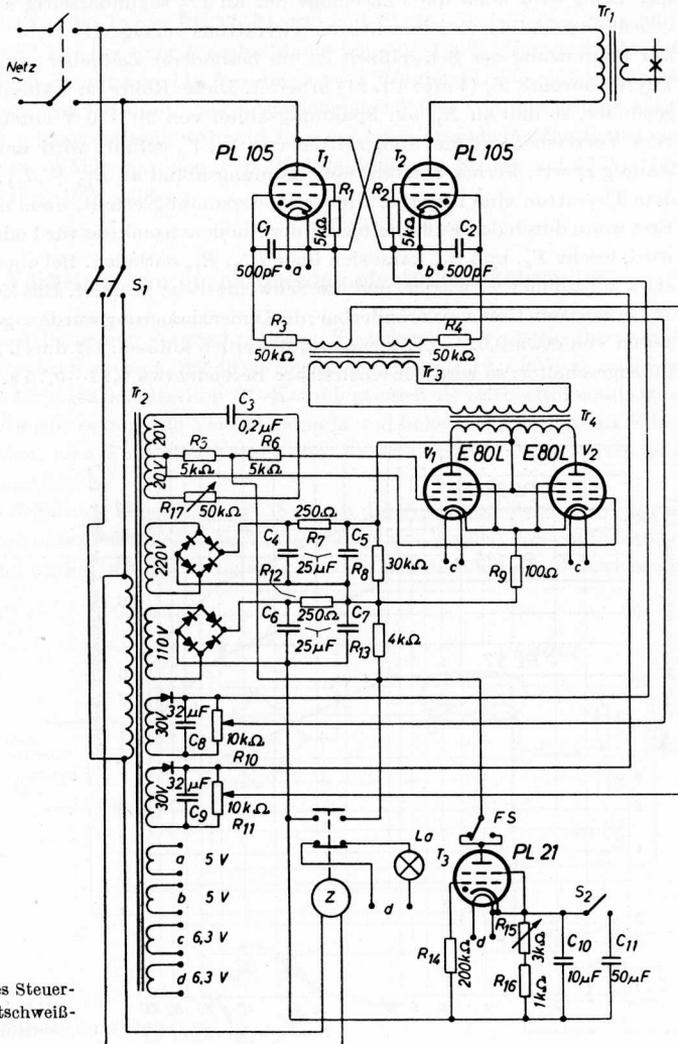


Abb. 4-7. Schaltung eines Steuergerätes für kleine Punktschweißmaschinen

spannungsquellen, die für negative Vorspannung sorgen. Die Primärwicklung von  $Tr_3$  liegt am Ausgang eines Gegentaktverstärkers, der mit zwei Langlebensdauerrohren E 80 L bestückt ist. Die Steuerspannung für diese Röhren wird an den Widerständen  $R_5, R_6$  abgegriffen, die ihrerseits am Ausgang einer  $RC$ -Phasenbrücke liegen.  $Tr_4$  ist ein normaler Gegentakt-Ausgangstransformator für 4 W mit einer primärseitigen Impedanz von  $2 \times 7 \text{ k}\Omega$  bei 50 Hz und einem Übersetzungsverhältnis von  $2 \times 1 : 1,5$ . Die Phasenbrücke gestattet durch Verändern von  $R_{17}$  die Phasenverschiebung der Steuerspannung gegenüber der Netzspannung im Bereich von nahezu  $10 \dots 170^\circ$ . Dementsprechend wird auch die Phasenlage der an  $Tr_3$  sekundärseitig auftretenden Impulse verschoben und der Zündensatz der Thyatronen verzögert.

Zur Begrenzung der Schweißzeit ist ein besonderer Zeitgeber vorgesehen, der mit der Thyatronröhre  $T_3$  (*Valvo* PL 21) arbeitet. Diese Röhre ist während der Schweißpause gezündet, so daß an  $R_{13}$  ein Spannungsabfall von  $50 \dots 70 \text{ V}$  entsteht, der mit negativem Vorzeichen an die Steuergitter von  $V_1, V_2$  geführt wird und diese Röhren vollständig sperrt. Ferner entsteht ein Spannungsabfall an  $R_{15} + R_{16}$ , der  $C_{10}$  auflädt und dem Thyatron eine negative Steuergitterspannung erteilt, ohne daß es jedoch löscht. Erst wenn durch den Fußschalter  $FS$  der Anodenstromkreis für 1 oder 2 ms unterbrochen wird, löscht  $T_3$ , und  $C_{10}$  kann sich über  $R_{15}, R_{16}$  entladen. Bei einer Restspannung von etwa 2 V zündet  $T_3$  wieder, und die Schweißzeit ist beendet. Das Zeitintervall ist durch  $R_{15}$  in gewissen Grenzen veränderbar; die Dimensionierung wurde so gewählt, daß Schweißzeiten von etwa  $0,02 \dots 0,12 \text{ s}$  eingestellt werden können. Ist durch  $S_2$  die Kapazität  $C_{11}$  hinzugeschaltet, so wird der einstellbare Bereich etwa  $0,12 \dots 0,75 \text{ s}$ .

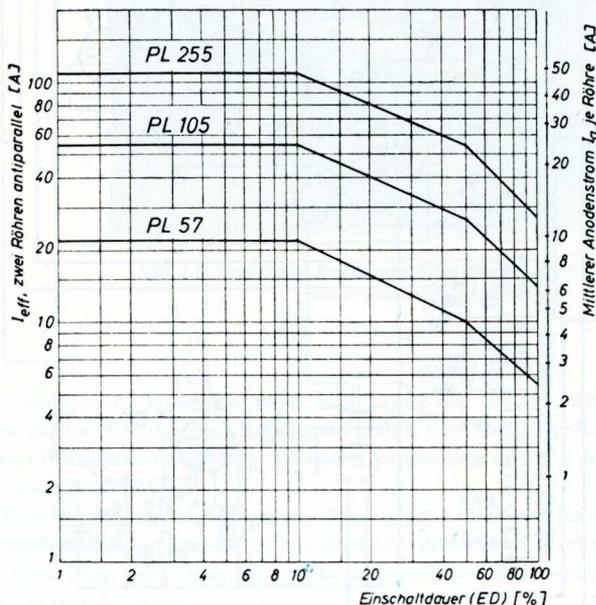


Abb. 4-8. Leistungsdiagramme verschiedener Thyatronröhren

Die Leistungsfähigkeit des Gerätes kann gesteigert werden, wenn an Stelle der Thyatronröhren PL 105 solche vom Typ PL 255 benutzt werden. In diesem Fall kann bis zu einer Einschaltdauer von 10% ein Strom von 110 A<sub>eff</sub> durch die Antiparallelschaltung fließen. Die Leistungsdiagramme beider Röhren sind in Abb. 4-8 gezeigt. Die Einschaltdauer für einen bestimmten Betriebszustand ergibt sich aus der Beziehung

$$ED = \frac{t}{t_0} \cdot 100\%$$

wobei  $t$  die Dauer der Schweißzeit und  $t_0$  die Integrationszeit des benutzten Röhrentyps bedeuten. Letztere ist für die Typen PL 57, PL 105 und PL 255 5 s bei einer Einschaltdauer von 0...50% und 15 s bei einer Einschaltdauer von 50...100%. Daraus ergibt sich beispielsweise für einen Strom von 110 A<sub>eff</sub> durch zwei Röhren PL 255 eine maximale Dauer der Schweißzeit von 0,5 s mit einer anschließenden Pause von mindestens 4,5 s. Ein Strom von 55 A<sub>eff</sub> kann dagegen während 2,5 s mit einer anschließenden Pause von gleicher Dauer fließen. Wählt man den Typ PL 105, so ist ein Strom von 55 A<sub>eff</sub> nur während 0,5 s mit  $ED \leq 10\%$  zulässig.

### Zeitschalter zum Vorheizen von Quecksilberdampfgefüllten Röhren [36]

Zeitschalter zur Einstellung der vorgeschriebenen Vorheizzeit von Quecksilberdampfgefüllten Elektronenröhren müssen Schaltverzögerungen bis zu 10 min und mehr ermöglichen. Will man für diese Schaltzeiten RC-Kombinationen als zeitbestimmende Glieder verwenden, so braucht man große Vorwiderstände und hohe Kapazitäten mit hohen Isolationswiderständen, eine Forderung, durch die die erreichbaren Schaltzeiten sehr bald ihre obere Grenze finden.

In Abb. 4-9 ist eine Schaltung angegeben, bei der man durch die verstärkende Wirkung einer Elektronenröhre selbst bei sehr langen Zeiten mit relativ kleinen Werten für Kapazität und Widerstand auskommt. Die Schaltung ist zum Anschluß an die Heizwicklung

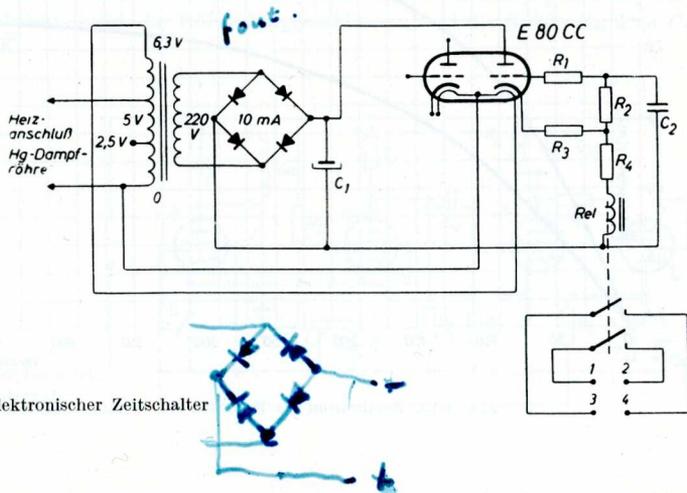


Abb. 4-9. Einfacher elektronischer Zeitschalter

für die quecksilberdampfgefüllten Röhren (zumeist Thyratrons) mit 2,5 oder 5 V eingerichtet. Sie wird unter Spannung gesetzt, sobald der Hauptschalter des Gerätes betätigt wird und die Vorheizzeit beginnt. Nach einigen Sekunden ist die Katode der Röhre E 80 CC aufgeheizt, und es fließt ein Anodenstrom. Der Strom kann jedoch nur sehr gering sein (etwa 0,15 mA), da der Kondensator  $C_2$  zunächst entladen ist, und das Gitter somit das Potential des Minuspols der Speisespannung hat. Am Widerstand  $R_4$  und der Relaiswicklung entsteht jedoch ein Spannungsabfall, der zunächst in Anbetracht des niedrigen Anodenstroms nicht hoch ist. Hierdurch wird der Kondensator über  $R_2$  mit der Zeitkonstanten  $R_2 C_2$  aufgeladen. Das Gitterpotential wird also positiver, und der Anodenstrom nimmt zu. Als Folge davon wächst auch der Spannungsabfall an  $R_4$ , und  $C_2$  kann sich über  $R_2$  auf diese höhere Spannung nachladen. In dieser Weise setzt sich der Vorgang fort, bis schließlich ein Endwert des Anodenstroms erreicht ist, der im wesentlichen durch den Katodenwiderstand  $R_3$  bestimmt wird. Man erkennt ohne weiteres, daß die Zeitkonstante des Anodenstromanstieges wesentlich größer sein muß als  $R_2 C_2$ , da die Spannung, die die Aufladung von  $C_2$  veranlaßt, selbst erst langsam während des Aufladeproganges zunimmt. Eine einfache Rechnung zeigt, daß die resultierende Zeitkonstante ungefähr gleich dem Produkt aus der Zeitkonstanten  $R_2 C_2$  und dem Verstärkungsfaktor der Schaltung im Endzustand ist. Bei der nachstehend angegebenen Dimensionierung der Schaltmittel in *Abb. 4-9* ist beispielsweise die resultierende Zeitkonstante  $8 \times 17,6 = 141$  s.

$$\begin{array}{lll} R_1 = 100 \text{ k}\Omega & R_3 = 500 \text{ }\Omega & C_1 = 50 \text{ }\mu\text{F} \\ R_2 = 2 \text{ M}\Omega & R_4 = 56 \text{ k}\Omega & C_2 = 4 \text{ }\mu\text{F} \end{array}$$

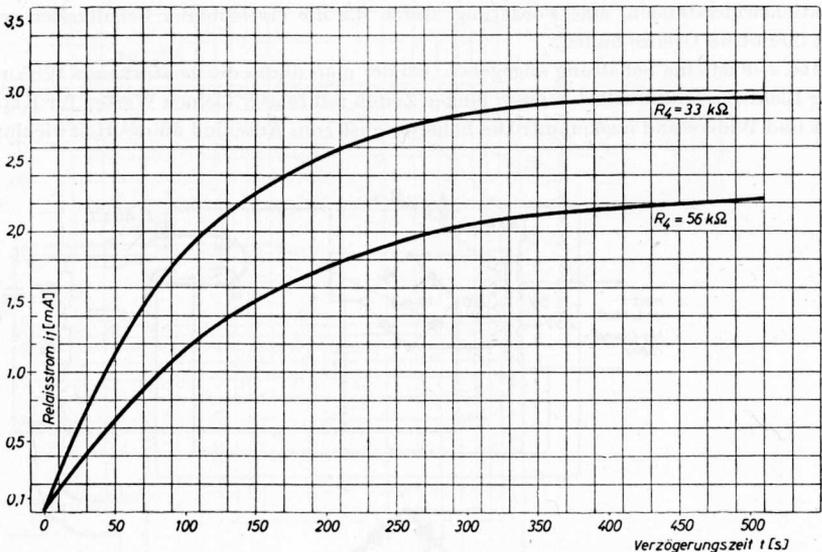


Abb. 4-10. Relaisstrom als Funktion der Verzögerungszeit

In Abb. 4–10 ist der zeitliche Verlauf des durch die Relaiswicklung fließenden Anodenstroms für  $R_4 = 56 \text{ k}\Omega$  und  $R_4 = 33 \text{ k}\Omega$  angegeben.

Es empfiehlt sich, das Relais so zu dimensionieren, daß der Stromwert, bei dem die Kontakte schließen, nicht zu weit rechts auf dem flacheren Teil der Kurven liegt, da sonst Schwankungen im Verlauf des Stromanstieges einen zu großen Einfluß auf die Schaltzeit haben können. Wählt man den Ansprechstrom zum Beispiel zu 2 mA, so ergeben sich nach Abb. 4–10 Verzögerungszeiten von rund 300 s für  $R_4 = 56 \text{ k}\Omega$  und 120 s für  $R_4 = 33 \text{ k}\Omega$ .

Mit den Kontakten 1–2 und 3–4 kann entweder der Anodenstromkreis der quecksilberdampfgefüllten Röhren geschlossen oder, zum Beispiel bei Thyatronen, eine negative Sperrspannung vom Gitter abgeschaltet werden.

Eine wichtige Eigenschaft dieser Schaltung ist, daß sie sofort in ihren Ausgangszustand zurückfällt, sobald die Anodenspannung unterbrochen wird. Dann geht nämlich auch der Spannungsabfall an  $R_4$  auf Null zurück, und die Katode wird negativ gegen das Gitter, so daß sich der Kondensator  $C_2$  sehr schnell über die Gitterstrecke entlädt.

## Zeitgeber für zwei Intervalle

Abb. 4–11 stellt die Schaltung eines Zeitgebers für zwei aufeinanderfolgende Intervalle dar, die unabhängig voneinander eingestellt werden können. Allerdings müssen die Zeitintervalle groß gegenüber der Dauer einer Periode der Netzspannung sein. Im Ruhezustand sind die Thyatronröhren  $T_1$ ,  $T_2$  und  $T_4$  gelöscht, während  $T_3$  gezündet ist. Durch die Entladung zwischen Katode und Steuergitter der Röhre  $T_2$  wird der Kondensator  $C_1$  mit der angegebenen Polarität aufgeladen. Ferner ist  $C_3$ , wie man ersehen kann, wegen des durch  $R_6$  fließenden Anodenstroms von  $T_3$  aufgeladen. Wenn nun der Druckknopfkontakt  $S$  kurzzeitig betätigt wird, zündet  $T_1$ , und das Relais  $Rel$  zieht an. Hierdurch erhält die Katode von  $T_2$  Verbindung mit der unteren Speiseleitung, ohne daß jedoch eine Zündung erfolgt. Erst nachdem sich  $C_1$  über  $R_1$  nahezu entladen hat, zündet  $T_2$ . Das hierdurch gelieferte Zeitintervall kann mit  $R_1$  verändert werden. Nach Zündung von  $T_2$  sind die positiven Halbwellen der Netzspannung, die bisher  $C_2$  über  $R_3$  aufgeladen haben, praktisch durch die Röhre kurzgeschlossen, und die Spannung über  $C_2$

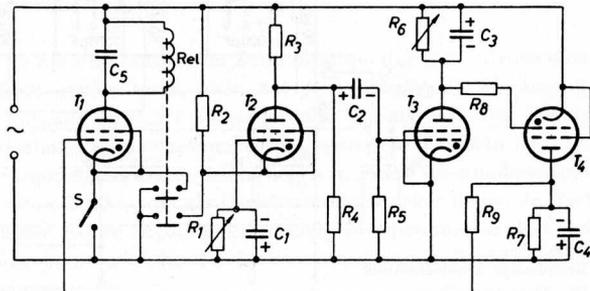


Abb. 4-11  
Elektronischer Zeitgeber für zwei  
aufeinanderfolgende Intervalle

steht nunmehr mit negativem Vorzeichen am Steuergitter von  $T_3$ . Diese Röhre löscht sofort, und  $C_3$  kann sich über  $R_6$  entladen. Die Dauer des hiermit gegebenen Zeitintervalls ist mit  $R_6$  einzustellen. Nach nahezu vollständiger Entladung von  $C_3$  zündet  $T_4$ , wodurch an  $C_4$  eine Spannung entsteht, die mit negativem Vorzeichen am Steuergitter von  $T_1$  wirksam ist. Es löscht also auch  $T_1$ , das Relais fällt ab, und  $T_2$  löscht ebenfalls.  $T_3$  zündet und  $T_4$  löscht, womit der Anfangszustand wiederhergestellt ist.

### Dreiphasiges Zündgerät für Thyatronröhren [12]

Wenn auch die Vertikalsteuerung zur Beeinflussung des Zündwinkels bei gesteuerten Gleichrichtern wegen ihres einfachen Aufbaus vielfach zu bevorzugen ist, so verbietet sich ihre Anwendung jedoch in bestimmten Fällen. Das trifft zu, wenn beispielsweise ein sehr exakter, von den Streuungen der Zündkennlinie der Thyatrons unabhängiger Zündensatz verlangt wird oder wenn die Katoden der Thyatrons kein gemeinsames Potential haben, wie zum Beispiel in Vollweg-Gleichrichterschaltungen. In diesen Fällen ist die Horizontalsteuerung mit phasenverschobenen Impulsen am Platze.

Die Schaltung eines Zündgerätes, das drei um  $120^\circ$  phasenversetzte Zündimpulse zur Steuerung eines Dreiphasengleichrichters liefert, ist in *Abb. 4-12* wiedergegeben. Die Spannungsimpulse werden in drei Impulstransformatoren  $Tr_1 \dots Tr_3$  erzeugt, deren Primärwicklungen in den Anodenstromkreisen von drei Steuerthyatrons PL 21 liegen. Diese werden durch Vertikalsteuerung beeinflusst. Da es sich um edelgasgefüllte Röhren handelt, deren Steuerkennlinie praktisch temperaturunabhängig ist, können die Streu-

#### Transformator $Tr_{1,2,3}$

Kern E/1 60/20 DIN IV  
Primär 180Wdg.; 0,5CuL  
Sekundär 450Wdg.; 0,5CuL

#### Transformator $Tr_{4,5,6}$

Primär 220V, 50Hz  
Sekundär 220V, 0,1A

#### Transformator $Tr_{7,8,9}$

Primär 220V, 50Hz  
Sekundär 30V, 20mA

#### Transformator $Tr_{10}$

Primär 220V, 50Hz  
Sekundär 6,3V, 2A

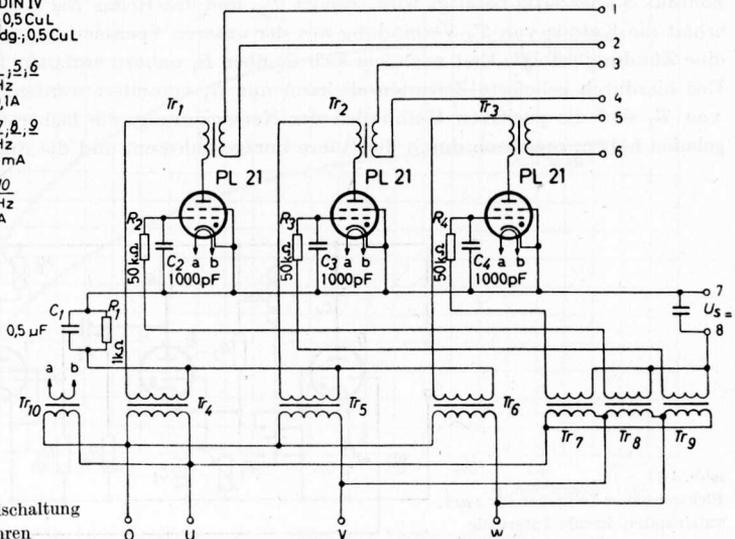


Abb. 4-12  
Dreiphasige Zündschaltung  
für Thyatronröhren

ungen des Zündesatzes hier relativ enggehalten werden. Die Thyratrons werden gitterseitig mit einer jeweils um  $90^\circ$  gegenüber der Anodenspannung nacheilenden Wechselspannung und einer gemeinsamen Steuergleichspannung  $U_{s=}$  beaufschlagt. Die  $90^\circ$ -Phasenverzögerung wird durch Dreieckschaltung der Primärwicklungen der Gittertransformatoren  $Tr_7 \dots Tr_9$  gegenüber der Sternschaltung der Anodentransformatoren  $Tr_4 \dots Tr_6$  erzielt.

Von wesentlicher Bedeutung für die Erzeugung von scharfen, steilen Ausgangsimpulsen an den Klemmen 1...6 ist das Vorhandensein des *RC*-Gliedes  $R_1 C_1$ , das den Anodenstromkreisen der drei Steuerthyratrons gemeinsam ist. Durch dieses *RC*-Glied wird erreicht, daß nach Zündung einer PL 21 nur im ersten Augenblick die gesamte Anodenspannung an der Primärseite des zugehörigen Impulstransformators liegt und anschließend durch den in Gestalt einer gedämpften Schwingung einsetzenden Aufladevorgang des Kondensators  $C_1$  schnell zusammenbricht. Die Form des sich ergebenden Zündimpulses und dessen Phasenlage in Abhängigkeit von der Größe der Steuergleichspannung  $U_{s=}$  zeigt *Abb. 4-13*. Mit der in *Abb. 4-12* angegebenen Dimensionierung der Schaltelemente erhält man Ausgangsimpulse, deren Amplitude bereits bei einem Zündwinkel  $\varphi_0$  von  $10^\circ$  oder  $170^\circ$  etwa 60 V ist, während sie bei  $\varphi_0 = 90^\circ$  auf über 300 V ansteigt. Diese Werte gelten für eine sekundärseitige Belastung der Impulstransformatoren mit 4 k $\Omega$ . Der Spitzenstrom in den Primärwicklungen ist dabei etwa 0,45 A und bleibt somit unterhalb des für die PL 21 zugelassenen Maximalwertes. Gleiches gilt für den mittleren Anodenstrom mit etwa 85 mA.

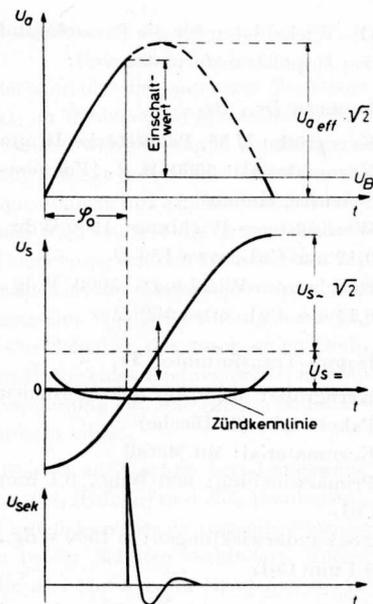


Abb. 4-13. Anoden- und Steuergitterspannung einer Röhre PL 21 in der Schaltung nach *Abb. 4-12* und der sich ergebende Zündimpuls

### Zündgerät mit *RL*-Phasenbrücke [8, 46]

Eine andere Schaltung, mit der die Phasenlage von Zündimpulsen durch die Größe einer Steuergleichspannung beeinflusst werden kann, ist in *Abb. 4-14* dargestellt. Ein Impulstransformator  $Tr_1$  liegt am Ausgang einer *RL*-Phasenbrücke, die als variables Schaltelement zwei gegensinnig geschaltete gleichstrom-vormagnetisierte Drosseln  $Dr_1$  und  $Dr_2$  enthält. Die Gleichstromwicklungen der Drosseln liegen in Reihe im Anodenstromkreis einer Langlebensdaueröhre E 80 L, die als Gleichstromverstärker dient. Je nach der Größe der dem Gitter dieser Röhre zugeführten Steuergleichspannung ändert sich der Grad der Gleichstrom-Vormagnetisierung der Drosseln und damit die Phasenlage der von  $Tr_1$  gelieferten Ausgangsimpulse.

Die Wickeldaten für die Drosseln und den Impulstransformator sind:

Drosseln  $Dr_1, Dr_2$

Kerngröße: M 55, Paketstärke 10 mm  
Kernmaterial: 5000 H 2 (Vakuum-Schmelze, Hanau)

Wechselstrom-Wicklung: 1300 Wdg.,  
0,12 mm CuL, etwa 150  $\Omega$

Gleichstrom-Wicklung: 5000 Wdg.,  
0,15 mm CuL, etwa 500  $\Omega$

Impuls-Transformator  $Tr_1$

Kerngröße: M 30,  $\frac{1}{3}$  der normalen  
Paketstärke (22 Bleche)

Kernmaterial: Mu-Metall

Primärwicklung: 900 Wdg., 0,1 mm  
CuL

2 Sekundärwicklungen: je 1500 Wdg.,  
0,1 mm CuL

Mit hiernach gewickelten Drosseln und der in Abb. 4-14 angegebenen Dimensionierung der Phasenbrücke erhält man einen Verlauf des Phasenwinkels  $\varphi$  der Brückenausgangsspannung in Abhängigkeit von der Gleichstrom-Vormagnetisierung  $I_a$  (Anodenstrom der E 80 L), wie er in Abb. 4-15 wiedergegeben ist. In diesem Diagramm ist zugleich auch die Wechselstromaufnahme  $I_{\sim}$  der RL-Phasenbrücke eingetragen.

Die an den beiden Sekundärwicklungen von  $Tr_1$  auftretenden Impulse haben eine Amplitude von etwa 30 V, die zur Steuerung von nachgeschalteten Thyatronröhren vollauf genügt. Der Ausgangsstrom  $I_L$  eines solchen Thyatronrons in Abhängigkeit von der Größe der Steuergleichspannung  $U_{g1}$  am Gitter der E 80 L wird in Abb. 4-16 dargestellt. Zugleich ist der Verlauf der Gleichstrom-Vormagnetisierung  $I_a$  eingezeichnet.

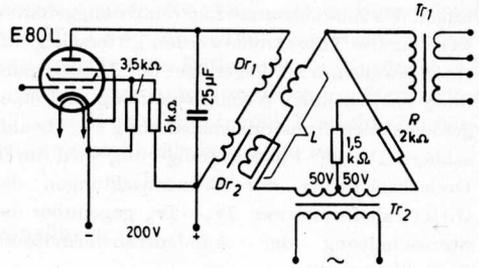


Abb. 4-14. Zündschaltung mit RL-Phasenbrücke

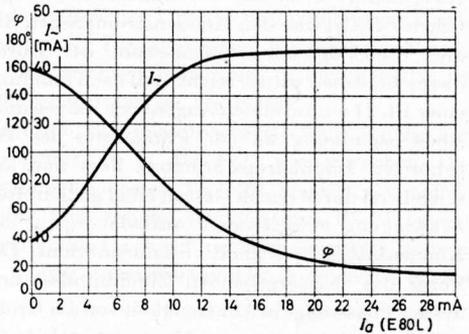


Abb. 4-15. Abhängigkeit des Phasenwinkels der Brückenausgangsspannung und der Wechselstromaufnahme der Phasenbrücke von der Größe der Gleichstrom-Vormagnetisierung

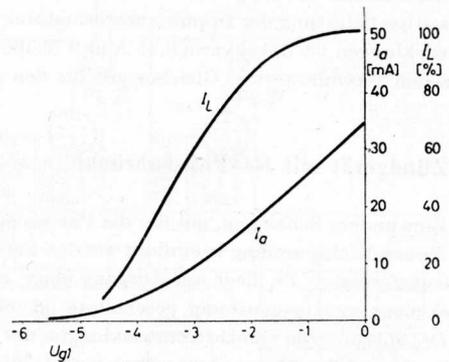


Abb. 4-16. Ausgangsstrom  $I_L$  einer an die Schaltung nach Abb. 4-14 angeschlossenen Thyatronröhre als Funktion der Steuergleichspannung am Gitter der E 80 L

## Schaltung zur Ladekontrolle bei Förderbändern [49]

In manchen Fällen ist die Überwachung von Förderbändern, die man zum Transport von Sand, Kohle, Erz oder sonstigen Gütern benutzt, im Hinblick auf gleichmäßige Beladung erforderlich. Hierzu kann eine Anlage verwendet werden, deren Schaltung in *Abb. 4–17* dargestellt ist. Das zu transportierende Gut gelangt durch den links oben angeordneten Fülltrichter und einen Kanal, dessen Querschnitt mit einem Schieber veränderbar ist, auf das Transportband. Die Schütthöhe wird laufend durch eine Abtastrolle  $AR$  überwacht, deren Bewegungen über eine Übersetzung auf den Rotor eines Dreiphasendrehreglers  $D_1$  übertragen werden. Der Drehregler ist nur einphasig an Spannung angeschlossen, so daß an den Polen einer Rotorwicklung eine Wechselspannung erscheint, deren Amplitude sich mit dem Drehwinkel ändert. Der Schieber, der durch einen Drehstrom-Motor verstellt wird, ist gleichfalls so mit dem Rotor eines Drehreglers  $D_2$  mechanisch gekuppelt, daß die Amplitude seiner Ausgangsspannung ein Maß für die Schieberstellung und damit für die Größe des Kanalquerschnittes bildet.

Der Stellmotor wird durch Vertauschen von zwei Phasen auf Rechts- beziehungsweise Linkslauf geschaltet. Hierzu dienen die Schaltschütze  $Rel_4$  (Öffnen) und  $Rel_5$  (Schließen). Sie haben je einen Hilfskontakt, der ein durch eine möglicherweise eintretende Störung der Anlage verursachtes gleichzeitiges Ansprechen beider Schütze verhindert. Ferner sind am Schieber zwei Endkontakte vorhanden, die den Motor beim Erreichen beider Endstellungen abschalten.

Die von  $D_2$  gelieferte Wechselspannung wird gleichgerichtet und mit positivem Vorzeichen dem Gitter des Thyratrons  $T_1$  (PL 21) zugeführt. Im Gitterkreis ist ferner eine negative Bezugsspannung wirksam, die am Widerstand  $R_3$  abgegriffen wird. Um den Einfluß von Netzspannungsschwankungen auf die Größe der Bezugsspannung möglichst kleinzuhalten, liegen mit der Primärwicklung des Transformators  $Tr_2$  drei parallel geschaltete Stromregelröhren vom Typ 1927 in Serie. Mit  $R_1$  wird der günstigste Laststrom eingestellt; die Größe der primärseitigen Trafospannung kann am Meßinstrument  $M_1$  abgelesen werden.  $R_3$  ist so justiert, daß bei normaler Schieberstellung die wirksame Gitterspannung von  $T_1$  negativ und diese Röhre daher gelöscht ist. Der linke Kontakt von  $Rel_1$  ist also normalerweise geschlossen.

Die von  $D_1$  gelieferte Wechselspannung wird durch  $TG_2$  gleichgerichtet. Ihre Größe ist am Meßinstrument  $M_3$  abzulesen, dessen Skala unmittelbar in geförderten Mengeneinheiten (zum Beispiel Kubikmeter je Minute) geeicht werden kann. Ein Integrierglied  $R_6C_8$  mit einstellbarer Zeitkonstante sorgt dafür, daß momentane Niveau-Änderungen des Füllgutes, die beispielsweise durch größere Brocken verursacht werden können, nicht zur Anzeige kommen. Die gleichgerichtete Spannung ist einer Bezugsspannung gegen geschaltet, die an  $R_4$  abgegriffen wird; die Differenz liegt am Steuergitter des Thyratrons  $T_2$ . Die Einstellung von  $R_4$  wählt man so, daß im Normalbetrieb die an  $C_9$  stehende Spannung größer ist als die Bezugsspannung. Das Thyratron  $T_2$  ist infolgedessen gezündet und der Kontakt von  $Rel_2$  geöffnet.

Durch  $S_4$  kann eine Spannung abgegriffen werden, die je nach Stellung zwischen 80% und 95% der an  $C_9$  stehenden Spannung ist. Sie liegt in Gegenschaltung zu der an  $R_4$  abgegriffenen Bezugsspannung am Steuergitter des Thyratrons  $T_3$ . Da im Normal-

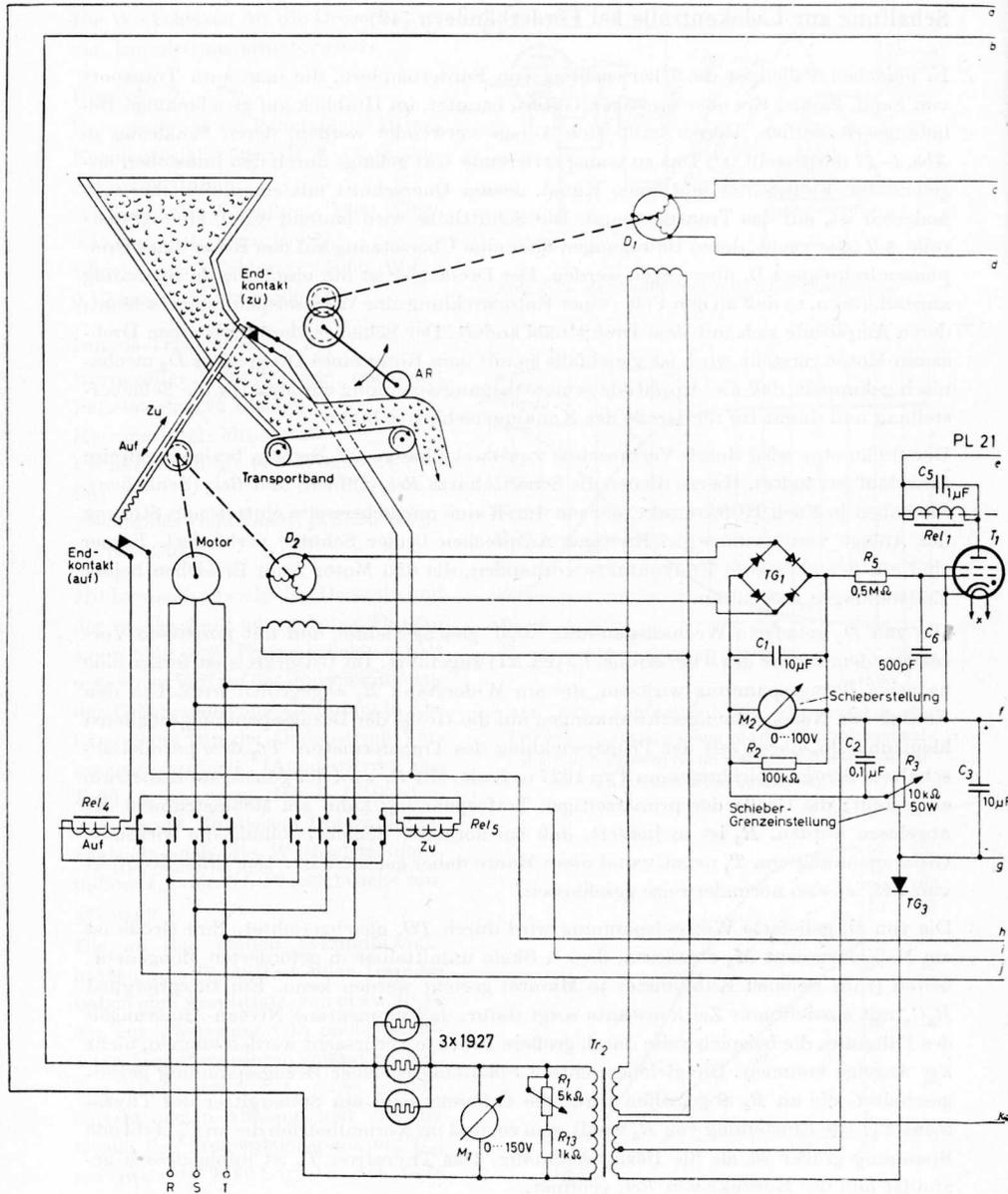
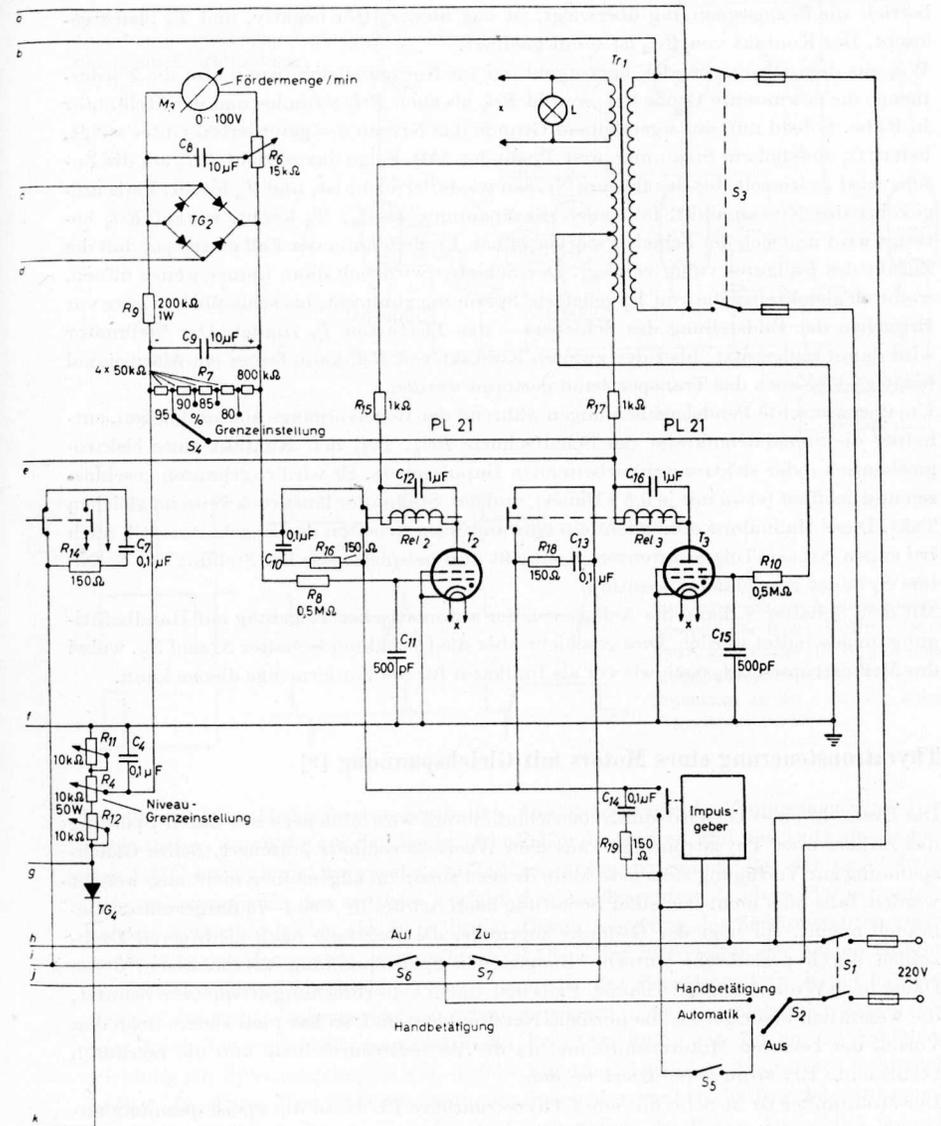


Abb. 4-17. Schaltung zur Ladekontrolle



bei Förderbändern

betrieb die Bezugsspannung überwiegt, ist das Steuergitter negativ, und  $T_3$  bleibt gelöscht. Der Kontakt von  $Rel_3$  ist somit geöffnet.

Wie aus dem Obenstehenden hervorgeht, ist im Normalbetrieb, wenn also die Fördermenge die gewünschte Größe hat, sowohl  $Rel_4$  als auch  $Rel_5$  stromlos und der Stellmotor in Ruhe. Sobald nun aus irgendeinem Grunde das Niveau des geförderten Gutes steigt, liefert  $D_1$  eine höhere Spannung, und  $T_3$  zündet. Als Folge davon zieht  $Rel_5$  an, die Zufuhr wird gedrosselt, bis das frühere Niveau wieder erreicht ist, und  $T_3$  löscht. Falls umgekehrt das Niveau sinkt, fällt auch die Spannung an  $C_9$ .  $T_2$  löscht, worauf  $Rel_4$  betätigt wird und sich der Schieber stärker öffnet. Endlich kann der Fall eintreten, daß die Zufuhr des Füllgutes völlig versiegt. Der Schieber wird sich dann immer weiter öffnen, wodurch gleichzeitig die von  $D_2$  gelieferte Spannung zunimmt, bis schließlich — kurz vor Erreichen der Endstellung des Schiebers — das Thyatron  $T_1$  zündet. Der Stellmotor wird damit stillgesetzt; über den zweiten Kontakt von  $Rel_1$  kann ferner ein Alarmsignal betätigt oder auch das Transportband gestoppt werden.

Um unerwünschte Pendelerscheinungen während der Regelvorgänge auszuschließen, enthalten die Steuerstromkreise der Schaltschütze  $Rel_4$ ,  $Rel_5$  den Kontakt eines elektromechanisch (oder elektronisch) arbeitenden Impulsgebers. Er wird rhythmisch geschlossen und geöffnet (etwa mit je 0,5 s Dauer), und der Stellmotor läuft ruckweise im gleichen Takt. Diese Maßnahme ermöglicht ein einwandfreies Arbeiten der Regelautomatik auch bei engen Niveau-Toleranzgrenzen, das heißt also beispielsweise bei Stellung des Schalters  $S_4$  in der gezeichneten Position.

Mit dem Schalter  $S_2$  kann die Anlage von der automatischen Regelung auf Handbetätigung umgeschaltet werden. Dies geschieht über die Druckknopfschalter  $S_6$  und  $S_7$ , wobei das Meßinstrument  $M_3$  nach wie vor als Indikator für die Fördermenge dienen kann.

### Thyatronsteuerung eines Motors mit Gleichspannung [9]

Die Drehzahl eines Gleichstrom-Nebenschlußmotors wird üblicherweise durch Speisung des Ankers über Thyatronröhren aus dem Wechselstromnetz gesteuert. Sollte Gleichspannung zur Verfügung stehen, so kann dieses Prinzip im allgemeinen nicht angewendet werden, falls man nicht von einer Schaltung nach Art der in *Abb. 4–18* dargestellten Gebrauch macht. Ihr liegt der Gedanke zugrunde, die Regelung nach niedrigeren Drehzahlen durch periodische Unterbrechungen der Speisespannung vorzunehmen, deren Dauer nach Wunsch veränderbar ist. Falls man dabei Unterbrechungsfrequenzen benutzt, die wesentlich niedriger als die normale Netzfrequenz sind, so hat man zudem noch den Vorteil der besseren Motorausnutzung, da die Wirbelstromverluste und die hierdurch verursachte Erwärmung reduziert werden.

Der Motoranker ist in Serie mit einer Thyatronröhre PL 17 an die Speisespannung angeschlossen. Parallel hierzu liegt eine zweite Thyatronröhre PL 17 mit einem Anodenwiderstand von 500  $\Omega$ . Die Anoden beider Röhren sind durch einen Kommutierungskondensator miteinander verbunden. Die Gitter erhalten eine gemeinsame negative Gleichspannung aus einem Trockengleichrichter. In den Gitterkreisen liegt ferner die Sekundärwicklung des Impulstransformators  $Tr_1$ , dessen Primärwicklung ein Bestandteil des Anodenstromkreises der rechten Hälfte der Doppeltriode E 80 CC ist. Diese Röhre

Abb. 4-18  
Thyratronsteuerung eines Motors mit Gleichspannung

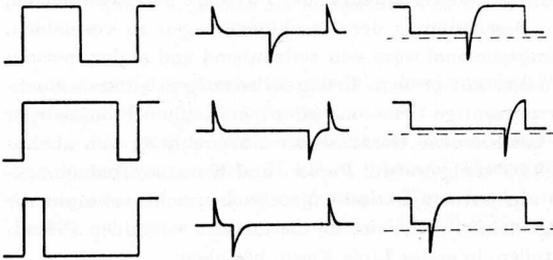
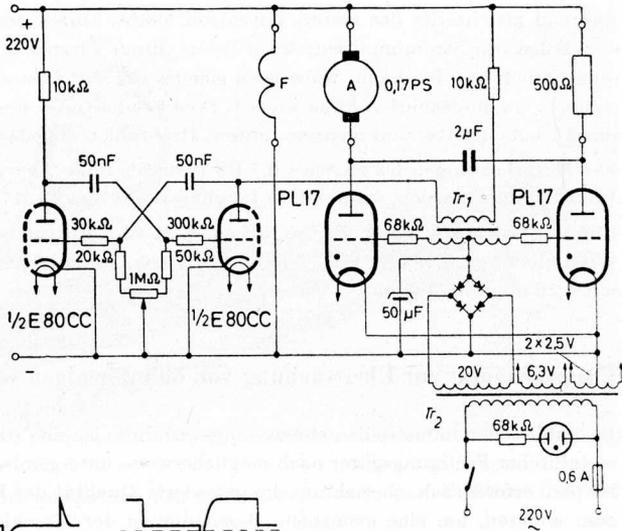


Abb. 4-19. Links: zeitlicher Verlauf des Anodenstroms  $I_a$  eines Röhrensystems der E 80 CC, Mitte: die an der Sekundärseite von  $Tr_1$  auftretenden Zündimpulse, rechts: Verlauf der Spannung an der Anode des linken Thyratrons PL 17

ist als astabiler Multivibrator geschaltet. Die sich erregende Kippfrequenz wird im wesentlichen durch die aus den beiden 50-nF-Kondensatoren und den Teilwiderständen des 1-M $\Omega$ -Potentiometers gegebenen Zeitkonstanten bestimmt. Bei der angeführten Dimensionierung ist der zeitliche Verlauf des Anodenstroms  $I_a$  eines Röhrensystems nahezu rechteckig (siehe Abb. 4-19, links). Durch Änderung der Zeitkonstanten zueinander läßt sich das jeweils gewünschte Verhältnis der Sperrzeiten der beiden Röhrensysteme einstellen. Dies geschieht durch Verstellen des Potentiometers. Kippt nun zum Beispiel das rechte Röhrensystem aus dem gesperrten in den stromleitenden Zustand, so tritt durch den steilen Stromanstieg in der Primärwicklung von  $Tr_1$  an der Sekundärwicklung ein Spannungsimpuls auf, der die Zündung des linken Thyratrons verursacht (Abb. 4-19, Mitte). Nun fließt ein Strom durch den Motoranker, der beendet wird, sobald der Multivibrator in den Ausgangszustand zurückkippt. In diesem Augenblick entsteht nämlich an der Sekundärwicklung von  $Tr_1$  ein Spannungsimpuls mit umgekehrter Polarität, der das rechte Thyratron zündet. Der Kommutierungskondensator, der sich vormerk auf den Wert der am Anker stehenden Spannung aufgeladen hatte, bewirkt jetzt eine kurzzeitige Spannungsabsenkung an der Anode des linken Thyratrons (Abb. 4-19, rechts), so daß die Löschung eintritt. Bei dem folgenden Kippvorgang zündet die Röhre wieder,

während gleichzeitig das rechte Thyatron löscht. Durch den Motoranker fließt somit eine Folge von Stromimpulsen, deren Breite durch Verändern der Potentiometereinstellung variiert werden kann, wobei sich gleichzeitig der Abstand der Stromimpulse voneinander im umgekehrten Sinne ändert. Diese Verhältnisse sind in *Abb. 4–19* für mittlere (oben), hohe (Mitte) und niedrige (unten) Drehzahlen angedeutet.

Für Motorleistungen bis zu etwa 0,7 PS kann als linke Thyatronröhre der Typ *Valvo* PL 57 benutzt werden, während im Löschkreis der Typ PL 17 nach wie vor genügt.

Der Impulstransformator  $Tr_1$  ist auf einen M-42-Kern gewickelt und hat primär 1500 Windungen mit 0,15 mm CuL, während die Sekundärwicklung aus  $2 \times 750$  Windungen mit 0,15 mm CuL besteht.

### Eisensuchgerät zur Überwachung von bahnförmigen Gütern [1]

Bei zahlreichen industriellen Herstellungsverfahren ist eine ständige Überprüfung nicht-metallischer Fertigungsgüter nach möglicherweise untergemischten metallischen Fremdkörpern erforderlich, einmal, um die geforderte Qualität der Produkte zu gewährleisten, zum anderen, um eine eventuelle Beschädigung der Maschinenanlagen zu vermeiden. Eine Kontrolle durch das Bedienungspersonal wäre sehr zeitraubend und in den meisten Fällen unzureichend. Es werden daher mit großem Erfolg selbsttätig arbeitende Suchgeräte eingesetzt, die eine hundertprozentige Erfassung aller metallischen Fremdkörper gewährleisten. Das im folgenden beschriebene Gerät ist zur Überwachung von „bahnförmigen“ Gütern, wie zum Beispiel Textilgeweben, Papier- und Kunststoffbahnen, geeignet. Der Umstand, daß es nur auf ferromagnetische Metalle anspricht, schränkt die Anwendungsmöglichkeiten im allgemeinen nicht ein, da die meisten störenden Fremdkörper aus ferromagnetischen Metallen, in erster Linie Eisen, bestehen.

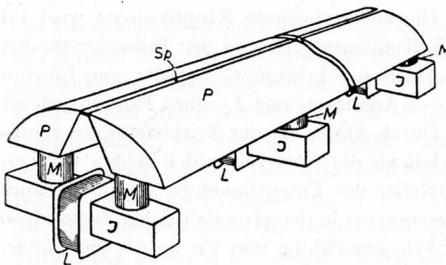


Abb. 4-20. Prinzipieller Aufbau der Kontrolleinheit des Metallmeldegerätes

In *Abb. 4–20* wird der prinzipielle Aufbau der eigentlichen Kontrolleinheit des Gerätes gezeigt, *Abb. 4–21* gibt das vollständige Gerät (Abschirmungen sind abgenommen) mit Verstärker und dem durch Kabel verbundenen elektronischen Schaltrelais wieder. Die beiden durchgehenden Polschuhe *P* bestehen aus Weicheisen und sind zur besseren Führung der Gewebe und Papierbahnen an der Außenseite abgerundet und geglättet. Sie sind beide durch einen sich nach oben verjüngenden Luftspalt *Sp* getrennt, der an

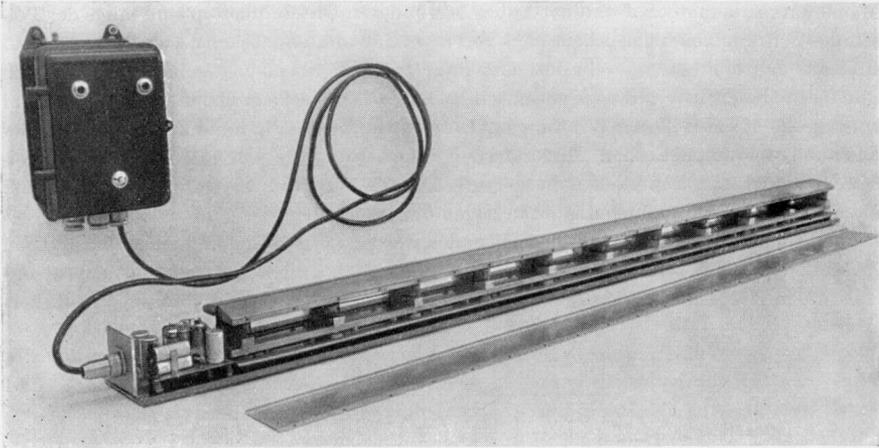


Abb. 4-21. Ansicht des vollständigen Metallmeldegerätes (Abschirmungen entfernt)

seiner engsten Stelle aus Gründen der mechanischen Festigkeit durch einen eingelöteten Messingstreifen überbrückt wird.

Abb. 4-21a gibt den Chassisaufbau des Verstärkers wieder.

Die Permanentmagnete *M* haben folgende Abmessungen: Länge etwa 25 mm, Durchmesser etwa 25 mm. Der magnetische Kreis wird durch das Weicheisenjoch *J* ( $20 \times 16 \times 100$  mm) geschlossen, auf dessen Mitte die Suchspule *L* gewickelt ist. Die aus den

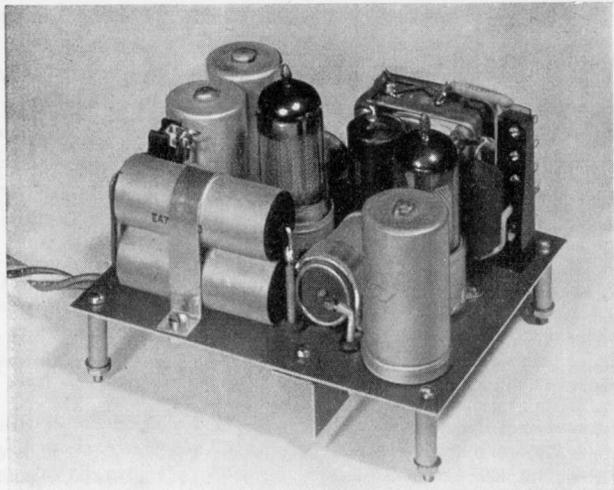


Abb. 4-21a  
Chassisaufbau des Verstärkers

Magneten  $M$ , dem Joch  $J$  und der Spule  $L$  gebildeten Untereinheiten sind längs der Pol-schuhe  $P$  in regelmäßigen Abständen von etwa 150 mm angebracht. Die Suchspulen  $L$  sind alle hintereinandergeschaltet, und zwar so, daß der magnetische Fluß von allen Spulen im gleichen Windungssinn umschlossen wird. Die erforderliche Windungszahl für eine Spule ist etwa 20000 Windungen. Diese verhältnismäßig hohe Zahl ist wegen der Kleinheit der magnetischen Flußänderung erforderlich, die ein am Luftspalt vorbeibewegtes kleines Eisenteilchen hervorruft. Die für bahnförmige Güter im allgemeinen üblichen Transportgeschwindigkeiten liegen dabei zwischen etwa 10...25 m/min. Die sämtlich in Reihe geschalteten Suchspulen werden an den Eingang eines zweistufigen RC-gekoppelten Verstärkers angeschlossen, der einschließlich Netzteil und Thyatronendstufe in Abb. 4-22 wiedergegeben ist. Die Ausgangsspannung der zweiten Verstärker-

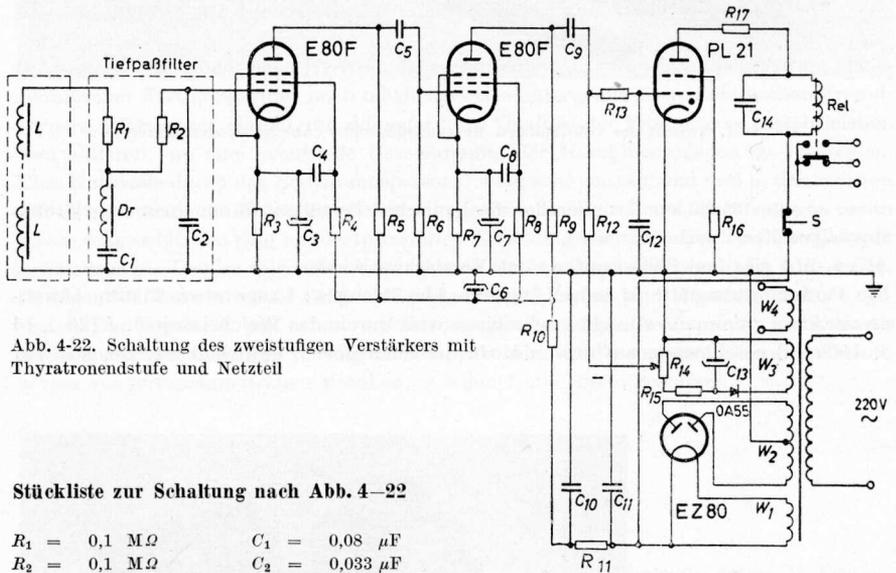


Abb. 4-22. Schaltung des zweistufigen Verstärkers mit Thyatronendstufe und Netzteil

#### Stückliste zur Schaltung nach Abb. 4-22

$R_1 = 0,1 \text{ M}\Omega$	$C_1 = 0,08 \text{ }\mu\text{F}$
$R_2 = 0,1 \text{ M}\Omega$	$C_2 = 0,033 \text{ }\mu\text{F}$
$R_3 = 1,5 \text{ k}\Omega$	$C_3 = 250 \text{ }\mu\text{F} \text{ 12,5 V}$
$R_4 = 1 \text{ M}\Omega$	$C_4 = 0,5 \text{ }\mu\text{F}$
$R_5 = 0,22 \text{ M}\Omega$	$C_5 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$
$R_6 = 1 \text{ M}\Omega$	$C_6 = 100 \text{ }\mu\text{F} \text{ 320 V}$
$R_7 = 1,5 \text{ k}\Omega$	$C_7 = 250 \text{ }\mu\text{F} \text{ 12,5 V}$
$R_8 = 1 \text{ M}\Omega$	$C_8 = 0,5 \text{ }\mu\text{F}$
$R_9 = 0,22 \text{ M}\Omega$	$C_9 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$
$R_{10} = 10 \text{ k}\Omega$	$C_{10} = 1 \text{ }\mu\text{F}$
$R_{11} = 47 \text{ k}\Omega$	$C_{11} = 3 \text{ }\mu\text{F}$
$R_{12} = 2,2 \text{ M}\Omega$	$C_{12} = 470 \text{ pF} \text{ Glimmer}$
$R_{13} = 47 \text{ k}\Omega$	$C_{13} = 25 \text{ }\mu\text{F} \text{ 100 V}$
$R_{14} = 0,1 \text{ M}\Omega$	$C_{14} = 0,22 \text{ }\mu\text{F}$
$R_{15} = 2,7 \text{ k}\Omega$	
$R_{16} = 0,56 \text{ M}\Omega$	
$R_{17} = 1,2 \text{ k}\Omega$	

Rel = Relais ( $R = 15 \text{ k}\Omega$ )

#### Netztransformator

$W_1 = 6,3 \text{ V}$
$W_2 = 2 \times 200 \text{ V}$
$W_3 = 30 \text{ V}$
$W_4 = 6,3 \text{ V}$

#### Drosselspule $Dr$

65000 Wdg., CuL 70  $\mu$   $\emptyset$   
auf Ferroxcube-Topfkern

stufe wird auf das Gitter der Thyatronröhre PL 21 gegeben, die ein Relais in ihrem Anodenkreis schaltet. Es kann zur Signalanzeige, zur Ausschaltung des Antriebsmotors und so weiter verwendet werden. Der Zündensatz und die Empfindlichkeit wird durch Veränderung der negativen Gittervorspannung für die PL 21 am Potentiometer  $R_{14}$  eingestellt. Da das Thyatron mit Gleichspannung gespeist wird, muß bei dieser Schaltung die Anodenspannung zur Löschung der Thyatronröhre — nach Beendigung des Schaltungsvorganges — durch den Schalter  $S$  unterbrochen werden. Das geschieht automatisch zugleich mit dem Abstellen des Alarmsignals oder dem Wiedereinschalten des Antriebsmotors.

Wegen der hohen Spulenwindungszahlen ist die Anordnung empfindlich gegen magnetische Wechselfelder. Zur Unterdrückung derartiger Störungen, die hier in erster Linie von 50-Hz-Streufeldern von Motoren, Netzzuleitungen und so weiter herrühren, ist am Verstärkereingang ein Tiefpaßfilter zwischengeschaltet, das am Beginn des Sperrbereiches ein scharfes Spannungsminimum bei 50 Hz hat. Die bei den oben angegebenen Transportgeschwindigkeiten durch den Durchgang eines Eisenpartikels auftretenden Grundfrequenzen sind hiergegen wesentlich kleiner und liegen bei etwa 5...25 Hz. Weitere Verbesserungen können dadurch erreicht werden, daß man das Filter gegen Streufelder magnetisch abschirmt, was jedoch bei den meisten Anwendungen nicht unbedingt erforderlich ist. Wird die Kontrolleinheit sehr nahe am Antriebsmotor aufgestellt, so ist es vorteilhaft, parallel zum Schaltschütz für den Motor einen Kondensator mit etwa  $0,1 \mu\text{F}$  zu schalten. Dadurch läßt sich verhindern, daß beim Einschalten des Motors durch den entstehenden Spannungsstoß gleichzeitig das Suchgerät in Tätigkeit gesetzt wird.

Die Empfindlichkeit des Suchgerätes ist verhältnismäßig hoch. Für eine Frequenz von 20 Hz ist die Spannungsverstärkung zwischen Filtereingang und Gitter der zweiten Verstärkerröhre E 80 F ungefähr 105, die Gesamtverstärkung zwischen Filtereingang und Gitter der Thyatronröhre etwa 10000. Die Höhe der in den Suchspulen  $L$  induzierten Spannung hängt von der Geschwindigkeit, mit der das Eisenteilchen am Luftspalt vorbeibewegt wird, sowie von seiner Größe ab.

In Abb. 4-23 ist der Scheitelwert des am Verstärkerausgang oder an der Anode der zweiten Verstärkerröhre E 80 F beim Durchgang eines Eisenteilchens am Luftspalt  $Sp$  auftretenden Spannungsstoßes in Abhängigkeit von der Geschwindigkeit des Teilchens angegeben. Der Abstand, mit dem sich das Teilchen dabei am Spalt vorbeibewegt, ist 3 mm, das Gewicht des Teilchens 7 mg; die Breite des Luftspaltes ist 5 mm.

Abb. 4-24 zeigt den Zusammenhang zwischen Teilchengewicht und Abstand vom Spalt (Spaltbreite 5 mm),

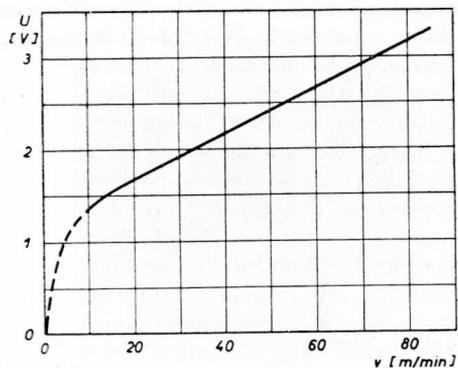


Abb. 4-23. Scheitelwert der Ausgangsspannung des Verstärkers als Funktion der Geschwindigkeit eines Teilchens von 7 mg

wenn bei einer Teilchengeschwindigkeit von 15 m/min eine Scheitelspannung am Verstärkerausgang von 1,5 V hervorgerufen werden soll.

Außer zur Überwachung der Güter auf Eisenfremdkörper kann das beschriebene Gerät auch dazu benutzt werden, Unregelmäßigkeiten in der Dicke der Bahnen (zum Beispiel Nähte in Geweben) zu melden. Zu diesem Zweck läßt man auf der Gewebebahn an der Stelle des Spaltes zwischen den Polschuhen ein Rädchen aus Weicheisen laufen. Beim Durchgang einer Unebenheit wird der sonst konstante Abstand zwischen Rädchen und Spalt plötzlich geändert, so daß ein Signalspannungsstoß in den Suchspulen auftritt.

Das Eisensuchgerät kann auch für die Zwecke Verwendung finden, bei denen der Vorübergang größerer eiserner Gegenstände angezeigt werden soll, beispielsweise für Sicherungs- und Signalanlagen beim Straßen- und Bahnverkehr sowie in Transportanlagen, für Zeitgeberzwecke bei sportlichen Veranstaltungen und so weiter.

Außerdem ist es möglich, das Suchgerät auch zur Zählung der vorüberbewegten Gegenstände zu benutzen, vor allem in den Fällen, in denen eine Zählung durch fotoelektrische Zählgeräte nur schwierig durchgeführt werden kann (zum Beispiel in Konservenfabriken beim Zählen von Dosen auf Transportbändern wegen der dabei oft auftretenden „Sichtbeschränkung“ durch Dampf). Für die Steuerung einer Zählrichtung durch das Suchgerät muß die Schaltung der Thyatronendstufe etwas abgewandelt werden. Eine erprobte Schaltung ist in *Abb. 4–25* dargestellt.

Gegenüber der ursprünglichen Schaltung in *Abb. 4–22* sind an neuen Schaltelementen der Widerstand  $R_{18}$  = 82 k $\Omega$  und der Kondensator  $C_{15}$  = 1  $\mu$ F sowie die Germaniumdiode OA 50 zwischen  $C_9$  und  $R_{13}$  vor dem Gitter der PL 21 zusätzlich eingefügt worden. Die Ladung des Kondensators  $C_{15}$  hält auch nach der Unterbrechung des Anodenkreises durch das Relais die Entladung über die Thyatronröhre noch für etwa 0,1 s aufrecht. Dann wird die Bogen-spannung der Röhre erreicht, und das Relais fällt wieder ab, das heißt,

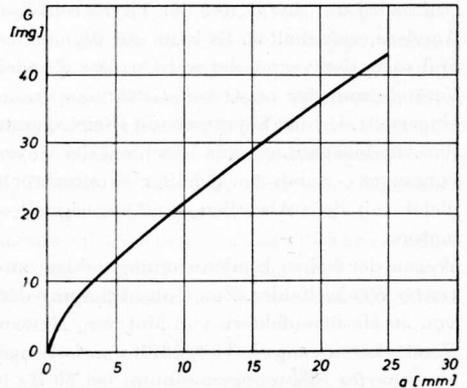


Abb. 4-24. Zusammenhang zwischen Teilchengewicht und Abstand vom Spalt für eine Verstärkerausgangsspannung von 1,5 V bei einer Teilchengeschwindigkeit von 15 m/min

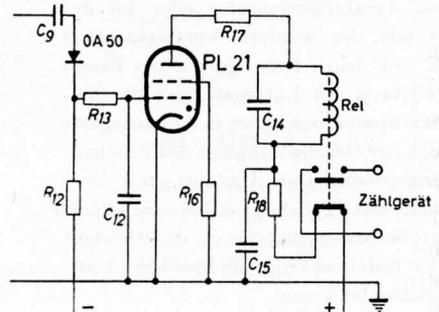


Abb. 4-25. Abgewandelte Schaltung der Thyatronendstufe zur Zählung von Objekten

der Anodenkreis ist abermals geschlossen und das Thyatron erneut zur Zündung bereit. Die Zeitverzögerung ist notwendig, da ein größeres Metallobjekt oft mehr als nur einen Spannungsstoß auslöst. Ohne diese Zeitverzögerung würden in diesem Falle dann die Resultate durch Mehrfachzählung verfälscht werden. Durch das Einschalten der Diode OA 50 zwischen  $C_9$  und  $R_{13}$  wird folgendes erreicht: Wegen der kleinen zu übertragenden Frequenzen müssen die Koppelkondensatoren, unter anderem auch  $C_9$ , verhältnismäßig hohe Werte haben. Wenn die Thyatronröhre gezündet wird, könnte sich  $C_9$  ohne Vorhandensein der Diode durch den über das Steuergitter fließenden positiven Ionenstrom entladen. Wegen der großen Zeitkonstanten von  $R_{12}$ ,  $C_9$  müßten dann nach der Löschung noch ungefähr 0,5 s verstreichen, bis das Gitter wieder genügend negativ geworden ist, um beim Wiedereinschalten der Anodenspannung durch den Relaiskontakt das Thyatron nicht erneut zu zünden. Die OA 50 ist nun für über  $C_9$  auf das Steuergitter der PL 21 übertragene positive Impulse in Durchlaßrichtung geschaltet, für den störenden positiven Entladestrom vom Gitter nach  $C_9$  also in Sperrichtung. Dadurch wird die Entladung des Kondensators genügend lange hinausgezögert und eine sofortige ungewollte Zündung vermieden. Erst der nächste positive Zählimpuls wird die Thyatronröhre dann wieder zünden. Mit der beschriebenen Schaltung lassen sich bis zu etwa 600 Zählungen je Minute erreichen.

### Metallmeldegerät für voluminöse Güter [2]

Das im folgenden beschriebene Gerät ist zum Aufspüren von Metallteilen (Eisen und Nichteisenmetalle) in voluminösen Gütern, wie beispielsweise in Baumwollballen, in losem Schüttgut auf Transportbändern, in verpackten Lebensmitteln oder dergleichen, entworfen. Das eigentliche Überwachungssystem des Gerätes zeigt *Abb. 4-26* und *Abb. 4-27* die praktische Ausführung. Das zu prüfende Gut wird auf dem Transportband *A* durch die Spulenanordnung hindurch bewegt. Die Spulen  $L_1$  und  $L_2$  sind mit

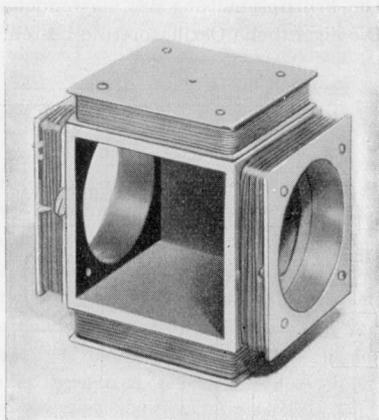


Abb. 4-27

Praktische Ausführung eines Spulensystems

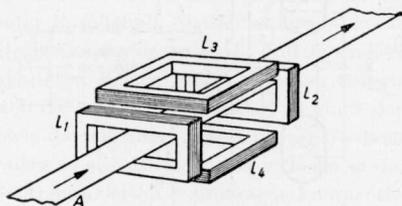


Abb. 4-26. Spulensystem eines Metallmeldegerätes für voluminöse Güter

gleichem Windungssinn hintereinandergeschaltet und werden von dem weiter unten beschriebenen, auf 1400 Hz arbeitenden RC-Generator gespeist.

In Abb. 4-28, die den Querschnitt durch das Spulensystem darstellt, sind schematisch einige Kraftlinien des durch  $L_1$  und  $L_2$  hervorgerufenen magnetischen Wechselfeldes eingezeichnet. Die beiden sogenannten Suchspulen  $L_3$  und  $L_4$  umfassen, wie ersichtlich, Kraftlinien des Wechselfeldes, die die beiden Spulen stets in entgegengesetzter Richtung durchlaufen. Ist die ganze Spulenanordnung völlig symmetrisch aufgebaut, so wird in  $L_3$  und  $L_4$  keine Wechselspannung induziert.

Erst durch ein Metallteilchen, das auf dem Transportband  $A$  zum Beispiel gerade durch  $L_1$  geführt wird und das Kraftfeld dieser Spule stört, wird die Feldverteilung unsymmetrisch und die Kompensation der durch  $L_1$  und  $L_2$  in den Suchspulen  $L_3$  und  $L_4$  induzierten Spannungen aufgehoben.

In den Suchspulen, die mit entgegengesetztem Wickelsinn in Reihe geschaltet sind, wird dadurch eine 1400-Hz-Wechselspannung induziert, die durch einen nachgeschalteten Verstärker verstärkt und nach Gleichrichtung zur Steuerung eines Schaltrelais benutzt wird. Eine kurze Skizzierung des prinzipiellen Aufbaus dieser Verstärkereinheit folgt weiter unten.

Die Prinzipschaltung des verwendeten RC-Generators ist in Abb. 4-29 wiedergegeben. Die eigentliche Oszillatorstufe besteht aus den beiden Röhrensystemen der ersten Ver-

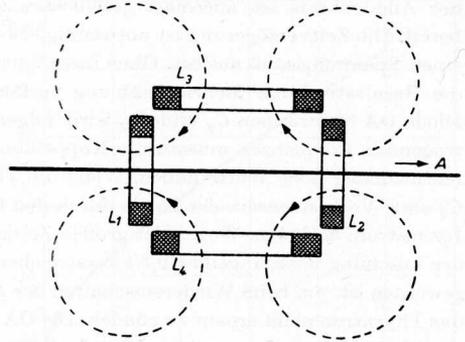


Abb. 4-28. Schematische Darstellung der Wirkungsweise des Spulensystems

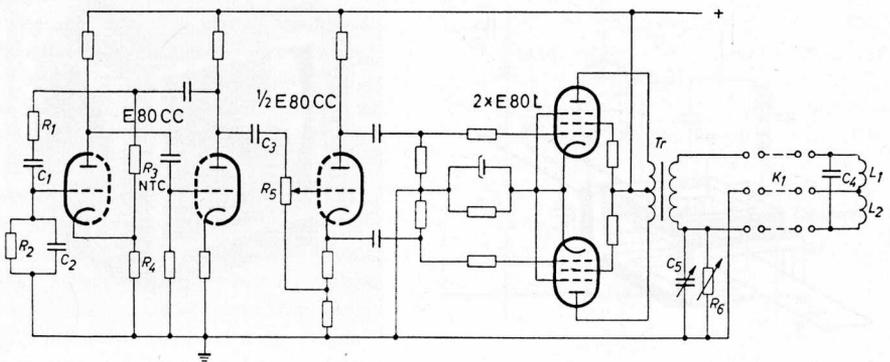


Abb. 4-29. Prinzipschaltung des RC-Generators

stärkerröhre E 80 CC. Darauf folgt eine Phasenumkehrstufe, die die Gegentaktendstufe aussteuert. Ein Teil der Anodenwechselspannung des zweiten Oszillator-Röhrensystems wird über den Rückkopplungsweig  $R_1 - C_1 - R_2 - C_2$  zum Gitter des ersten Röhrensystems zurückgeführt; andererseits wird über den Zweig  $R_3 - R_4$  dem ersten Röhrensystem eine Gegenkopplungsspannung zugeleitet.

Damit die Anordnung schwingt, müssen die Anodenwechselspannung des zweiten Systems und die Gitterwechselspannung des ersten Systems in Phase sein. Die hierfür geltende Bedingung lautet bekanntlich<sup>8)</sup>

$$\omega^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}$$

Macht man, wie es bei  $RC$ -Generatoren im allgemeinen üblich ist,  $R_1 = R_2$  und  $C_1 = C_2$ , dann gilt

$$\omega = \frac{1}{R_1 C_1} = \frac{1}{R_2 C_2}$$

und das Verhältnis von Anodenwechselspannung (System 2) zu rückgeführter Wechselspannung (System 1) ist dann gleich 3. Die beiden Röhrensysteme brauchen daher zusammen nur eine dreifache Spannungsverstärkung zu liefern. Die gesamte Spannungsverstärkung ist ohne die Gegenkopplung über  $R_3 - R_4$  natürlich größer. Durch Verwendung eines NTC-Widerstandes  $R_3$  mit einem großen negativen Temperatur-Koeffizienten stellt sie sich im vorliegenden Fall automatisch auf den Wert 3 ein.

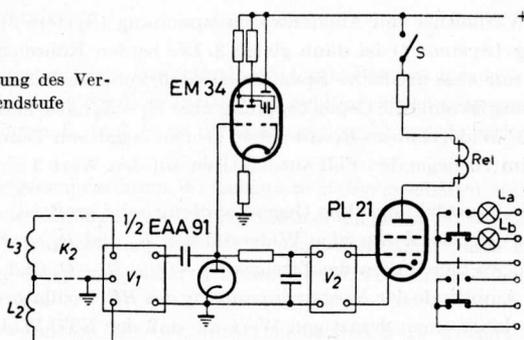
Wenn die Verstärkung ohne Gegenkopplung sehr groß ist, also stark gegengekoppelt wird, stellt sich an den beiden Widerständen  $R_3$  und  $R_4$  ein Spannungsteiler-Verhältnis ein, das etwa gleich dem des Zweiges  $R_1 - C_1 - R_2 - C_2$  und, wie oben erwähnt wurde, 3 ist. Die Amplitude der Ausgangsspannung des  $RC$ -Oszillators an der Anode des Systems 2 nimmt daher einen derartigen Wert an, daß der NTC-Widerstand  $R_3$  etwa den Wert  $2R_4$  erreicht. Der NTC-Widerstand bildet also das begrenzende Element in der Oszillatorstufe. Dadurch erreicht man, daß die Verzerrungen der Oszillator-Ausgangsspannung sehr viel kleiner sind als bei den sonst üblichen Schaltungen, bei denen die Ausgangsspannung durch das Auftreten von Gitterstrom oder durch die Krümmung der Röhrenkennlinien begrenzt wird.

Die Oszillatorspannung wird der Phasenumkehrerröhre zugeführt, die ihrerseits die Gegentaktendstufe aussteuert. Eine Spannungsamplitudenregelung ist an dem Potentiometer  $R_5$  möglich. An die Sekundärseite des Ausgangstransformators sind über ein Kabel  $K_1$  die Generatorspulen  $L_1$  und  $L_2$  angeschlossen, die zusammen mit dem parallel geschalteten Kondensator  $C_4$  einen Schwingungskreis mit einer Resonanzfrequenz von 1400 Hz bilden. Der parallel zu einer der Spulen geschaltete regelbare Widerstand  $R_6$  sowie der regelbare Kondensator  $C_5$  dienen dazu, die Ströme in den beiden Generatorspulen so einzustellen, daß sich die in den Suchspulen  $L_3$  und  $L_4$  (siehe *Abb. 4-26* und *4-28*) induzierten Spannungen kompensieren, da es praktisch nicht möglich ist, die vier Spulen vollkommen symmetrisch zu machen.

<sup>8)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK. II.15. Seite 207

Die in den Suchspulen durch die Anwesenheit eines Metallteilchens induzierte Spannung wird über ein Kabel  $K_2$  dem in Abb. 4-30 im Prinzipschaltbild dargestellten Verstärker- und Gleichrichterteil (einschließlich Thyatronendstufe) des Metallmeldegerätes zugeführt.  $V_1$  ist ein vierstufiger Selektiv-Verstärker für 1400 Hz, in dem zur Erreichung der hier erforderlichen Trennschärfe zwei Bandfilter eingebaut sind. Ein Selektiv-Verstärker wurde einmal gewählt, um das Rauschen der ersten Verstärkerstufen herabzudrücken, zum anderen, um die Harmonischen der Grundfrequenz der  $RC$ -Generatorspannung, die nicht rein sinusförmig ist, zu eliminieren. Das ist deshalb notwendig, weil sich das „Gleichgewicht“ an den Suchspulen  $L_3$  und  $L_4$ , bei dem die Summe der in beiden Spulen induzierten Spannungen ohne Anwesenheit eines Metallteilchens Null ist, nicht gleichzeitig für die Grundfrequenz von 1400 Hz und deren Harmonische einstellen läßt. Dem Verstärker würde nämlich (auch bei Nichtvorhandensein eines Metallteilchens) dennoch eine Spannung zugeführt werden, die sich aus den Komponenten der höheren Harmonischen der Grundfrequenz zusammensetzt, obwohl in  $L_3$  und  $L_4$  keine Spannung der Grundfrequenz induziert wird.

Abb. 4-30. Prinzipschaltung des Verstärkers mit Thyatronendstufe



Die von dem Verstärker  $V_1$  gelieferte Ausgangswechselspannung wird durch die Diode EAA 91 gleichgerichtet. Wandert ein Metallteilchen durch eine der Generatorspulen  $L_1$  oder  $L_2$ , so erfährt die in  $L_3$  und  $L_4$  induzierte Spannung eine unsymmetrische Änderung. Dadurch stellt sich an der Anode der Diode eine plötzliche Änderung der Gleichspannung ein. Dieser Spannungsstoß wird in dem zweistufigen  $RC$ -gekoppelten Verstärker  $V_2$  weiterverstärkt und auf das Gitter der Thyatronröhre PL 21 gegeben. Der Verstärker  $V_2$  ist so geschaltet, daß der Spannungsstoß am Gitter der PL 21 positiv wird, wenn die Wechselspannung an der Diode EAA 91 zunimmt. Auf diese Weise bringt ein durch die Generatorspulen bewegtes Metallteilchen die PL 21 zur Zündung und löst über das Relais eine Signalanlage oder dergleichen aus. Einen Gleichspannungsverstärker an Stelle von  $V_2$  zu wählen, ist nicht ratsam. Es läßt sich nämlich nicht vermeiden, daß in dem Gleichgewichtszustand, bei dem sich die in den Suchspulen  $L_3$  und  $L_4$  induzierten Spannungen gerade kompensieren, durch Temperaturschwankungen und andere Einflüsse langsame Verschiebungen auftreten. Damit würde unter Umständen ein Signal auch ohne

Anwesenheit eines Metallteilchens ausgelöst werden. Da jedoch  $V_2$  als Wechselspannungsverstärker ausgelegt ist, können nur schnelle Änderungen der in  $L_3$  und  $L_4$  induzierten Spannungen, wie sie durch ein vorüberbewegtes Metallteilchen hervorgerufen werden, die Zündung der Thyatronröhre auslösen.

Die an der Anode der EAA 91 entstehende Spannung wird gleichzeitig auch dem Gitter der Abstimmanzeigeröhre EM 34 zugeführt. Hierdurch steht eine optische Anzeige für die Einstellung der Symmetrie der Spulenordnung durch den Widerstand  $R_6$  und den Kondensator  $C_5$  in *Abb. 4-29* zur Verfügung. Im Symmetriefall hat die in den Suchspulen  $L_3$  und  $L_4$  induzierte Spannung ihren kleinsten Wert, so daß die Ausgangsspannung am Verstärker  $V_1$  am geringsten und damit der Leuchtsektor auf dem Leuchtschirm der Abstimmanzeigeröhre dann ebenfalls am kleinsten ist.

Die Empfindlichkeit des Gerätes nimmt mit zunehmender Größe der Generator- und Suchspulen ab. Andererseits können bei einer Durchlaßöffnung der Spulen von etwa  $16 \text{ cm}^2$  Eisenpartikel von  $0,1 \text{ mg}$  noch nachgewiesen werden. *Abb. 4-31* zeigt die von dem Verstärker  $V_1$  gelieferte Ausgangsspannung in Volt in Abhängigkeit vom Durchmesser  $d$  (mit der Länge  $l$  als Parameter) eines zylinderförmigen Eisenteilchens, das koaxial in einer der Generatorspulen  $L_1$  oder  $L_2$  aufgestellt ist. Die Durchlaßöffnung der Spulen, die in *Abb. 4-27* wiedergegeben sind, ist dabei  $10 \times 10 \text{ cm}$ . Die Kurven zeigen überdies, daß die erhaltene Spannung für nicht allzu kleine Abmessungen eine lineare Funktion der Teilchendicke ist.

Eine Erhöhung der Frequenz des  $RC$ -Generators würde bei einem bestimmten Wert des magnetischen Flusses eine Erhöhung der in den Suchspulen induzierten Spannung und damit eine Erhöhung der Empfindlichkeit mit sich bringen. Bei höheren Frequenzen werden in zunehmendem Maße Wirbelströme in den nachzuweisenden Metallteilchen hervorgerufen. Einerseits lassen sich hierdurch gerade nichtferromagnetische Metalle feststellen; andererseits sind bei Eisenteilchen, die dank ihrer hohen Permeabilität nachgewiesen werden, Wirbelströme unerwünscht, da sie die effektive Permeabilität herabsetzen. Man ist daher genötigt, bezüglich der Frequenz einen Kompromiß zu schließen. In dem oben beschriebenen Gerät wurde eine Frequenz von  $1400 \text{ Hz}$  gewählt. Bei dieser Frequenz ist die durch Teilchen aus Aluminium, Kupfer oder Messing in den Suchspulen induzierte Spannung etwa um  $\frac{1}{4}$  kleiner als bei einem gleich großen Eisenteilchen. Will man eine sehr hohe Empfindlichkeit des Gerätes erreichen, so muß die Speisenspannung besonders konstantgehalten werden, da eine kleine Änderung dieser Werte den

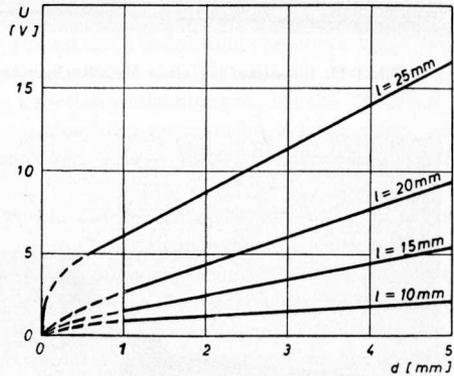


Abb. 4-31. Abhängigkeit der vom Verstärker  $V_1$  gelieferten Ausgangsspannung  $U$  vom Durchmesser  $d$  eines zylindrischen Eisenteilchens mit der Länge  $l$  als Parameter



Abb. 4-32. Chassisaufbau eines Metallsuchgerätes (Typ TA 2 von G. Ziegler, Frankfurt a.M.)

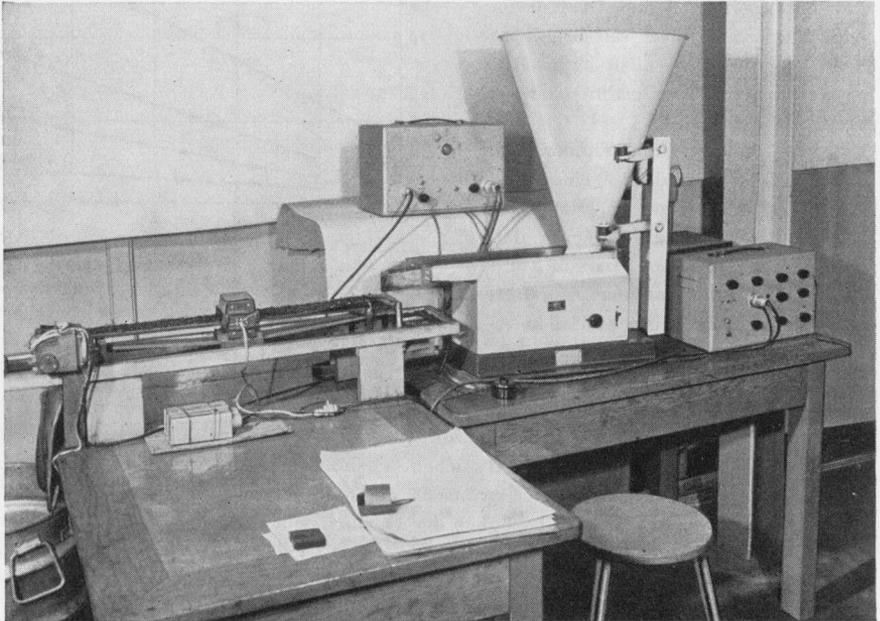


Abb. 4-33. Metallmeldegerät zur Kontrolle der Preßmasse für die Fertigung von Schallplatten

Durchgang eines Metallteilchens vortäuschen kann. Bei größeren Teilchen ist eine Netzspannungs-Stabilisierung im allgemeinen jedoch nicht erforderlich.

In *Abb. 4-32* wird der Chassisaufbau eines Metallsuchgerätes (Typ TA 2, G. Ziegler, Frankfurt a. M.) gezeigt, das zur automatischen Metallaussortierung aus Fördergut auf laufenden Bändern dient. Es besteht aus einem Oszillatorteil, dem Überwachungs-Spulensystem, einem Verstärkerteil und einem Impulsgenerator, der ein nachfolgendes Zeitschaltwerk steuert. Ein am Ende des Transportbandes installiertes Hilfsband wird von der Einrichtung in dem Moment umgesteuert, in dem das auszusortierende Metallteilchen am Hilfsband angelangt ist.

*Abb. 4-33* gibt die Ansicht eines Metallmeldegerätes wieder, das die Preßmasse für die Fertigung von Schallplatten kontrolliert. Da hier eine große Empfindlichkeit verlangt wird, ist die Durchlaßöffnung der beiden Spulen  $L_1$  und  $L_2$  nur  $16 \text{ cm}^2$ . Links erkennt man das Spulensystem, rechts und in der Mitte sind der Oszillator, der Verstärker und der Gleichrichterteil.

## Anordnung zur Zählung von Stanzvorgängen

Die Zählung von Stanzteilen unmittelbar während des Produktionsvorganges kann aus mancherlei Gründen wünschenswert sein, so beispielsweise als Basis für die Akkordlohnberechnung oder auch zur Einsparung von Lagerbestandszählungen. Da die Stanzteile meistens in verschiedenen Richtungen aus der Maschine ausgeworfen werden, stößt die unmittelbare Zählung, zum Beispiel auf fotoelektrischem Wege, im allgemeinen auf Schwierigkeiten.

Die im folgenden beschriebene Anordnung beruht auf der Tatsache, daß während jedes Stanzvorganges eine Erschütterung auftritt, deren Größe, je nach dem, ob sich ein Werkstück in der Maschine befindet oder nicht, unterschiedlich ist. In unmittelbarer Nähe des Stanzwerkzeuges ist ein elektromagnetischer Schwingungsaufnehmer auf den Tisch der Maschine geschraubt. Er besteht, wie *Abb. 4-34* zeigt, aus einem Topfmagneten, wie er in permanent-dynamischen Lautsprechersystemen benutzt wird, und einer Spule mit 60 000 Windungen aus  $0,07 \text{ mm CuL}$ . Der Magnet ist in einem stabilen Messinggehäuse und wird durch die Schaumgummifüllung auf eine Gummizwischenlage und die aus  $1 \text{ mm}$  starkem Messingblech bestehende Bodenplatte gepreßt.

Durch die beim Stanzen auftretende Erschütterung ändert sich kurzzeitig der Abstand zwischen den Polen des Magneten und der eisernen Tischoberfläche, wodurch in der Spule eine Spannung induziert wird. Sie ist zum Beispiel bei einer 150-Tonnen-Stanze etwa  $5 \text{ V}$  und genügt ohne weiteres zur Zündung der Gastriode EC 50 in der Schaltung nach *Abb. 4-35*. Die Röhre erhält eine negative Gittervorspannung, deren Betrag mit  $R_3$  so eingestellt werden

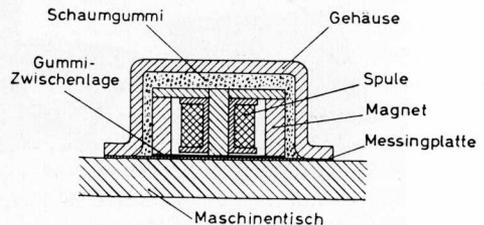


Abb. 4-34. Schematische Darstellung des Schwingungsaufnehmers

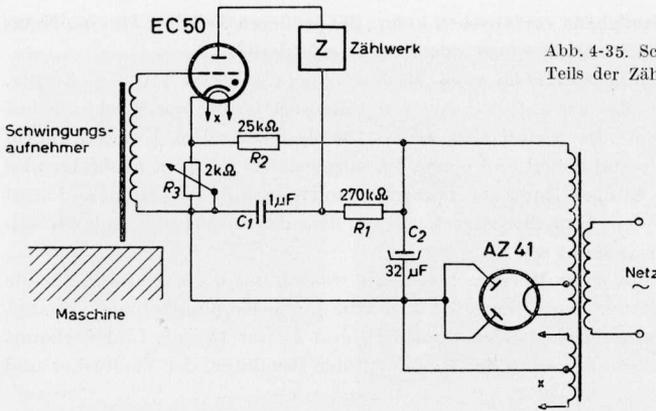


Abb. 4-35. Schaltung des elektronischen Teils der Zählrichtung

kann, daß die Erschütterungen geringerer Größe, die bei leer arbeitender Maschine auftreten, keine Zündung hervorrufen. Im Anodenstromkreis der EC 50 liegt ein elektromagnetisches Zählwerk, das die Zahl der Erschütterungen registriert. Um nach jeder Zündung wiederum die Löschung der Röhre zu bewirken, ist das  $RC$ -Glied  $R_1, C_1$  vorgesehen.  $C_1$  entlädt sich nach Zündung über den Schwingungsaufnehmer und die Relaispule des Zählwerkes. Durch die Induktivität der Spulen bleibt der Stromfluß aufrechterhalten, bis die Spannung an  $C_1$  umgekehrte Polarität anzunehmen beginnt. Sodann löscht die Gastriode, und  $C_1$  lädt sich über  $R_1$  wieder auf den Wert der Speise-

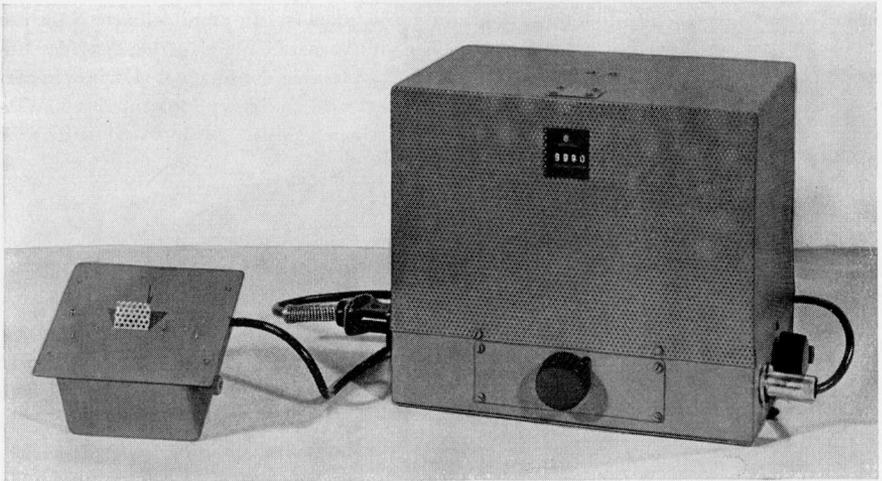


Abb. 4-36. Ansicht des vollständigen Gerätes zur Zählung von Stanzvorgängen

spannung auf. Die Zeitkonstante  $R_1 C_1$  wird entsprechend der Arbeitsfrequenz der Maschine gewählt. Sie darf nicht zu klein sein, damit die Wiederaufladung des Kondensators und damit die erneute Arbeitsbereitschaft des Gerätes erst dann gegeben wird, nachdem die Erschütterung des letzten Stanzvorganges genügend abgeklungen ist.

Da die Größe der eingestellten negativen Gittervorspannung durch den Spannungsteiler  $R_2, R_3$  bestimmt wird, ändert sie sich bei Netzspannungsschwankungen proportional mit der Anodenspeisungsspannung. Hieraus folgt, daß die zur Zündung der Gastriode erforderliche Impulsamplitude nahezu unabhängig von Netzspannungsschwankungen ist, was der Betriebssicherheit des Gerätes zugute kommt.

Die Ansicht des vollständigen Gerätes mit Schwingungsaufnehmer ist in *Abb. 4-36* wiedergegeben.

### Kontrolleinrichtung für Papierverarbeitungsmaschinen [5, 27]

Bei Papierverarbeitungs- und Druckmaschinen aller Art, bei denen das Papier nicht in Rollenform, sondern in einzelnen Bogen zugeführt wird, besteht die unerwünschte Möglichkeit, daß zum Beispiel durch elektrostatische Aufladungen die Bogen aneinanderhaften und der Maschine mehr als jeweils nur ein Bogen zugeführt wird. Um das zu vermeiden, kann man eine einfache elektronische Einrichtung benutzen, die die Stärke der zugeführten Bogen abtastet und ein Alarmsignal oder dergleichen einschaltet, wenn eine bestimmte Stärke überschritten wird.

Die Papierstärke wird mit einer Magnetrolle der in *Abb. 4-37* dargestellten Form abgetastet, unter der das Papier  $P$  auf einer ebenen Stahlplatte  $F$  hingeführt wird. Die Platte schließt somit den magnetischen Kraftlinienfluß  $\Phi_1$  über einen Luftspalt, dessen Breite der Papierstärke entspricht. Ändert sie sich, so ändert sich auch die Induktivität der Magnetspule. Allerdings ist hierbei zu berücksichtigen, daß zu  $\Phi_1$  der Kraftlinienfluß  $\Phi_2$  parallel geschaltet ist, der von der Papierstärke nicht abhängt. Da die Induktivität durch die Summe von  $\Phi_1$  und  $\Phi_2$  bestimmt wird, wobei  $\Phi_2$  überwiegt, ist der Einfluß der Papierstärke weniger groß, als auf den ersten Blick vermutet werden könnte.

Die Magnetrolle besteht aus Weicheisen und hat einen Durchmesser von 40 mm bei einer Gesamtlänge von 46 mm. Die Stärke der beiden Seitenscheiben ist 8 mm, der Durchmesser des Mittelbolzens 14 mm. Die Spule besteht aus 4000 Windungen mit 0,15 mm CuL. Die Rolle ist zwischen zwei Spitzen gelagert, so daß sie sich leicht drehen kann; die Lagerarme lassen außerdem eine Bewegung in vertikaler Richtung zu.

Die Schaltung der Kontrolleinrichtung ist in *Abb. 4-38* wiedergegeben. Die Wicklung der Abtastrolle  $L_1$  liegt in Reihe mit der Wicklung  $L_2$  einer gleichen Rolle, die als Bezugsnormale dient, in einem Zweig einer Brückenschaltung. Der Widerstand  $R_4$  soll etwaige Unterschiede im Phasenwinkel der beiden Induktivitäten ausgleichen. Mit ihm und mit  $R_2$  kann die Brücke auf minimale Ausgangsspannung abgestimmt werden, wobei sowohl

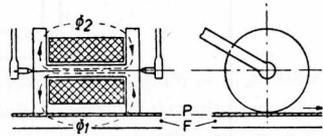


Abb. 4-37. Schematische Darstellung der Abtastrolle

unter die Abtastrolle als auch unter die Vergleichsrolle ein Papierbogen zu legen ist. Das Thyatron PL 21 ist dann wegen der an  $R_{13}$  abfallenden Spannung gesperrt. Falls nun unter die Abtastrolle zwei übereinanderliegende Papierbogen gelangen, gerät die Brücke aus dem Gleichgewicht. Die Ausgangswechsellspannung wird durch die Röhre E 80 F verstärkt (etwa zwanzigfach) und an das Steuergitter des Thyratrons geführt. Diese Röhre erhält anodenseitig eine Wechsellspannung, die phasengleich mit der Brückenausgangsspannung ist; infolgedessen zündet sie in jeder positiven Halbperiode, und das Relais zieht an.

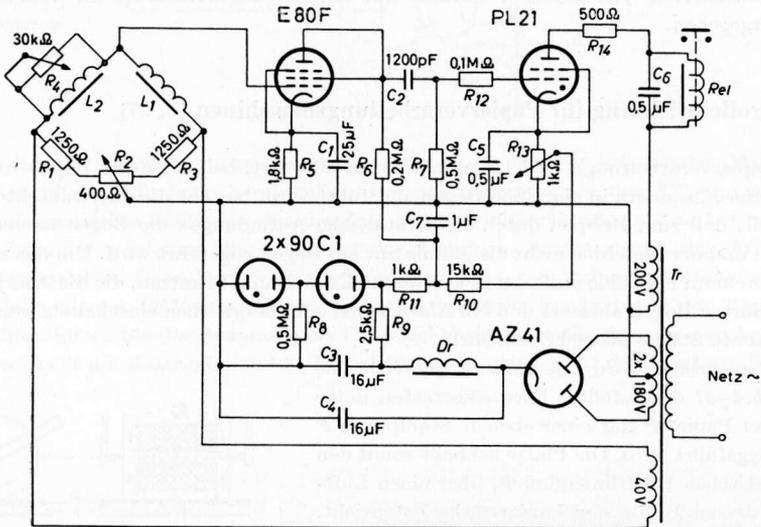


Abb. 4-38. Schaltung der Kontrolleinrichtung für Papierverarbeitungsmaschinen

Die Größe der negativen Gittervorspannung der PL 21 soll durch  $R_{13}$  so eingestellt werden, daß geringfügige Änderungen der Papierstärke das Relais nicht ansprechen lassen. Erst bei Verdopplung des Abstandes der Abtastrolle von der darunterliegenden Stahlplatte wird die verstärkte Brückenausgangsspannung so groß, daß die Zündung des Thyratrons eintritt.

Offenbar spricht die Anlage nicht an, wenn die Papierstärke unter der Abtastrolle kleiner als die Stärke des Papierbogens unter der Vergleichsrolle ist, da in diesem Fall die verstärkte Brückenausgangsspannung gegenphasig zur Anodenwechsellspannung des Thyratrons ist und keine Zündung erfolgen kann. Falls also gerade dieser Effekt erwünscht sein sollte, zum Beispiel, um bei einer Papierverarbeitungsmaschine die kontinuierliche Papierzufuhr zu überwachen, müssen die Anschlüsse der 40-V-Transformatorwicklung zur Stromversorgung der Brücke vertauscht werden.

Um einen Eindruck von der Empfindlichkeit der Brückenschaltung zu vermitteln, ist in *Abb. 4-39* die Ausgangsspannung der Brücke ( $V_{eff}$ ) in Abhängigkeit von der Anzahl  $n$  der Papierbogen unter der Abtastrolle grafisch dargestellt. Die Kurven beziehen sich auf eine Papierstärke von  $70 \mu$  und  $130 \mu$ , wobei in beiden Fällen zwei Bogen entsprechender Stärke unter der Vergleichsrolle lagen. Wie man sieht, ist die Empfindlichkeit noch groß genug, um ein Signal auszulösen, wenn sich die Zahl der zugeführten Papierbogen von 2 auf 3 erhöht. Der linke gestrichelte Ast der Kurven liefert, wie bereits erwähnt wurde, kein Signal, es sei denn, die Anschlüsse des Brückeneinganges werden vertauscht. Daß die Brückenausgangsspannung im Gleichgewichtsfall nicht gänzlich Null ist, rührt daher, daß es praktisch unmöglich ist, zugleich auch für die immer vorhandenen Oberwellen der Netzwechselfrequenz den Gleichgewichtszustand zu erreichen. Im vorliegenden Fall ist das jedoch nicht kritisch, zumal sich die Restspannung aus Komponenten zusammensetzt, die gegenüber der Anodenspannung des Thyatronröhren derart phasenverschoben sind, daß sie praktisch keinen Einfluß auf die Funktion der Anlage haben.

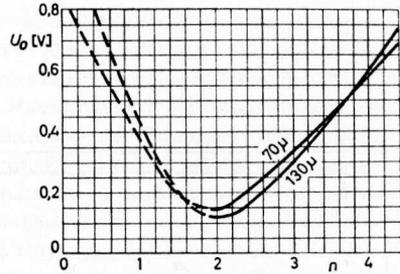


Abb. 4-39. Abhängigkeit der Brückenausgangsspannung von der Anzahl der Papierbogen  $n$  unter der Abtastrolle

## Nachlaufsteuerung [25]

Zur Lagekontrolle von Werkstücken, bei Kopier-, Dreh- und Fräsbänken und in anderen Fällen benötigt man eine Nachlaufsteuerung. Das Prinzip derartiger Anordnungen besteht darin, daß zwei Spannungen, die die Soll- und die Ist-Position repräsentieren, miteinander verglichen werden. Ist die Differenz ungleich Null, so wird ein Motor in Tätigkeit gesetzt, der die Ist-Position so lange verändert, bis die Gleichheit der Spannungen wiederhergestellt ist.

Eine für diese Zwecke verwendbare Schaltung zeigt *Abb. 4-40*. An einem Potentiometer  $R_1$ , das über ein Getriebe  $G_1$  mit dem Antriebsmotor gekuppelt ist, wird die der Ist-Position proportionale Spannung abgegriffen.  $R_2$  liefert die Spannung, die die Soll-Position darstellt, und wird vom Geber über das Getriebe  $G_2$  betätigt. Die Differenz der Spannungen liegt zwischen Gitter und Katode des rechten Triodensystems der Verstärkeröhre  $V_2$ . Das Netzwerk  $R_{21}, C_8$  soll unerwünschte Pendelerscheinungen unterdrücken. Der Anker des Antriebsmotors liegt in Reihe mit einer Antiparallelschaltung von zwei Thyatronröhren  $T_1, T_2$  und einer Glättungsdrossel  $Dr_1$  an der Sekundärwicklung des Leistungstransformators  $Tr_1$ . Der Zündwinkel der Röhren wird durch Horizontalsteuerung verändert. Die phasenverschobenen Wechselspannungen werden von den Steuertransformatoren  $Tr_3, Tr_4$  geliefert, deren Primärwicklungen am Ausgang von jeweils einer  $RL$ -Phasenbrücke liegen. Die Gleichstromwicklungen der vormagnetisierbaren Drosseln  $Td_1, Td_2$  werden von den Anodenströmen der linken Systeme der Verstärker-

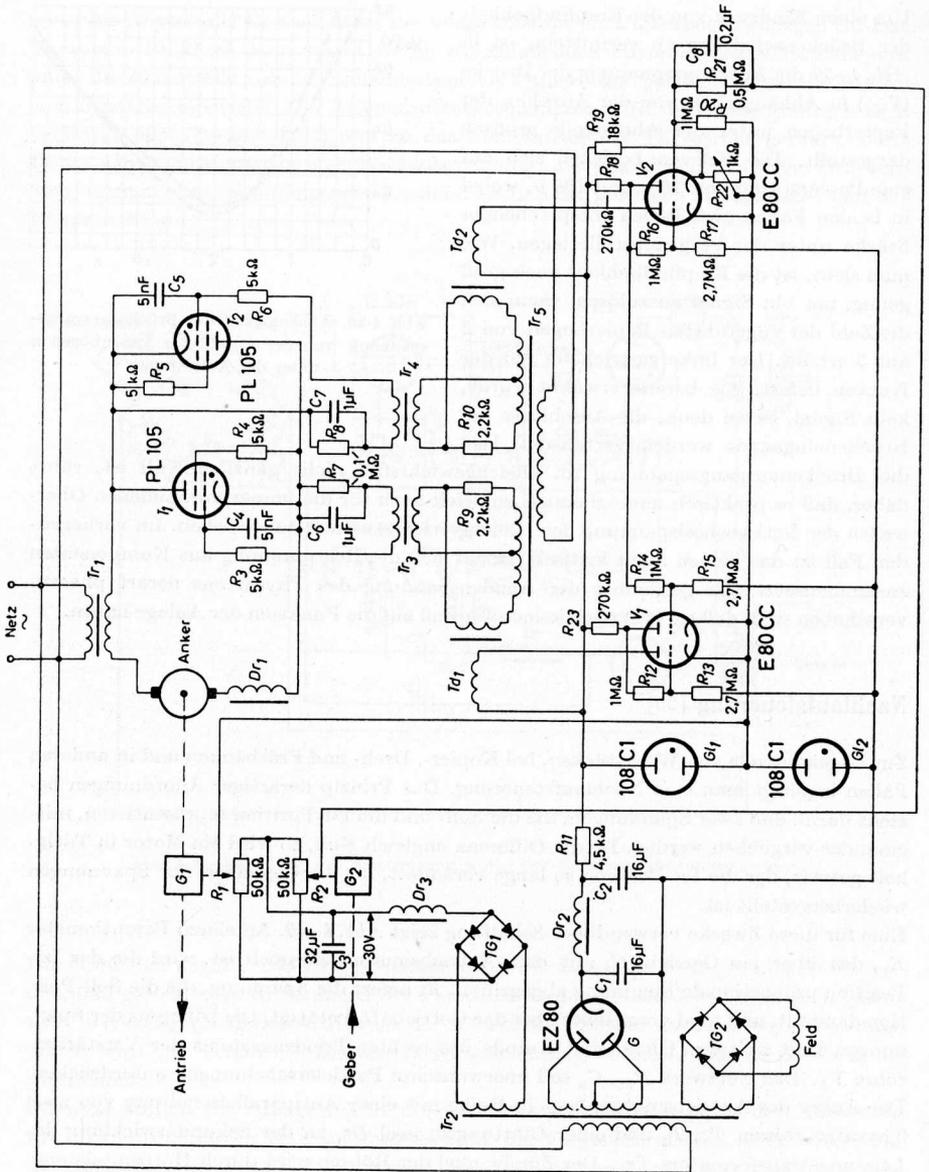


Abb. 4-40. Nachlaufsteuerung zur Lagekorrektur von Werkstücken

röhren  $V_1$ ,  $V_2$  durchflossen. Im Gleichgewichtszustand sind diese Ströme nur gering und gleich groß. Beide Thyatronröhren zünden dann in jeweils jeder positiven Halbperiode mit großem Zündwinkel, so daß ein geringer Wechselstrom durch den Motoranker fließt und ihn in schwach vibrierender Bewegung hält. Hierdurch wird ein sofortiges Anlaufen in der einen oder anderen Drehrichtung ermöglicht, wenn der Vormagnetisierungsstrom durch eine der beiden Drosseln  $Td_1$ ,  $Td_2$  zunimmt. Es sei beispielsweise angenommen, daß die Differenz der an  $R_1$ ,  $R_2$  abgegriffenen Spannungen ungleich Null wird und mit positivem Vorzeichen am Gitter des rechten Triodensystems von  $V_2$  steht. Das Potential der rechten Anode von  $V_2$  sinkt, wodurch die Gitter des linken Systems von  $V_2$  und des rechten Systems von  $V_1$  negativer werden. Der Gleichstrom durch  $Td_2$  wird dann gänzlich zu Null und das Thyatron  $T_2$  gesperrt. Gleichzeitig steigt jedoch das Gitterpotential des linken Systems von  $V_1$ , und der durch die Gleichstromwicklung von  $Td_1$  fließende Strom nimmt zu. Der Zündwinkel von  $T_1$  verkleinert sich, und der Motor läuft in einer Drehrichtung an. Bei umgekehrtem Vorzeichen der Differenzspannung am Gitter des rechten Systems von  $V_2$  kehrt sich auch die Drehrichtung um, wobei, falls der Motor noch in der bisherigen Richtung in Bewegung ist, eine rasche Abbremsung durch Rückführung der frei werdenden Energie ins Netz stattfindet<sup>9)</sup>.

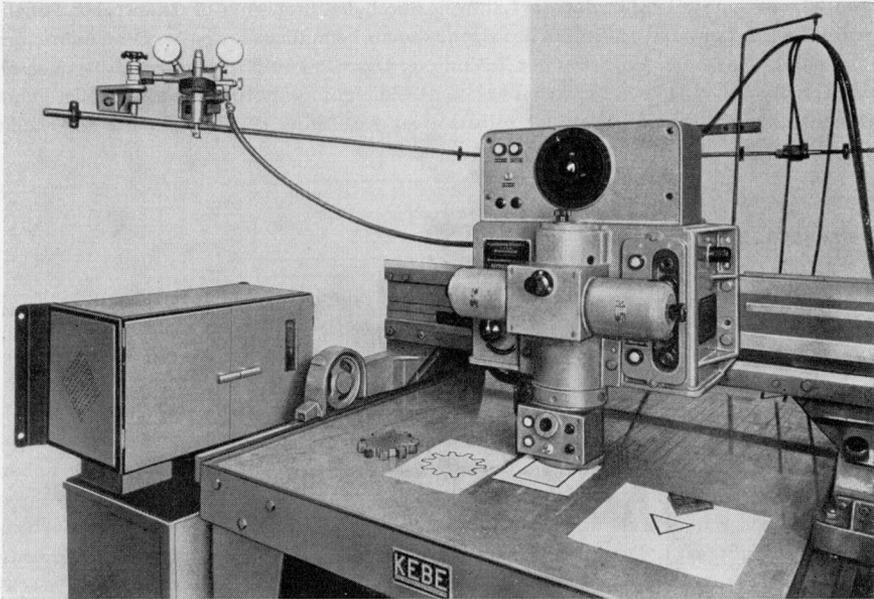


Abb. 4-41. Fotoelektrische Zeichnungsabastung mit Nachlaufsteuerung an einer Brennschneidemaschine (Kjellberg-Eberle und G. Ziegler, Frankfurt a. M.)

<sup>9)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK. II.15. Seite 205

Um die Größe des während des Brems- oder Beschleunigungsvorganges fließenden Ankerstroms zu begrenzen, kann über einen Stromtransformator eine stromproportionale Spannung abgeleitet werden, die bei Erreichen eines bestimmten Höchstwertes die linken Systeme von  $V_1$  oder  $V_2$  sperrt. Im allgemeinen wird diese Maßnahme jedoch nicht erforderlich sein.

Es ist im Prinzip auch ohne weiteres möglich, die zwischen positiven und negativen Werten schwankende Differenzspannung einem einer Fotozelle nachgeschalteten Verstärker zu entnehmen. Je nach dem, ob die Fotozelle stärker oder schwächer belichtet ist, läuft der Motor mit etwa proportionaler Drehzahl im Rechts- oder Linkslauf, während er bei einer mittleren Beleuchtungsstärke in Ruhe bleibt. Eine derartige Anordnung kann zum Beispiel zur lichtelektrischen Zeichnungsabtastung benutzt werden. *Abb. 4-41* zeigt die Abtasteinrichtung einer nach diesem Prinzip arbeitenden Brennschneidemaschine (*Kjellberg-Eberle GmbH*, Frankfurt a. M.; elektronische Ausrüstung *G. Ziegler*, Frankfurt a. M.). Der sich auf der Tischplatte bewegende Laufrollenkopf wird durch den Steuermotor in die jeweilige Vorschubrichtung gedreht. Eine Optik, die starr mit dem Kreuzwagen der Maschine verbunden ist, erzeugt einen Lichtstrahl mit punktförmigem Querschnitt, der halb auf den schwarzen Rand der Zeichnung, halb auf den weißen Untergrund fällt. Falls der Lichtpunkt zum Beispiel ins Weiße auszuwandern beginnt, sorgt die im Abtastkopf eingebaute Fotozelle mit dem nachgeschalteten elektronischen Steuerteil dafür, daß die Laufrolle durch den Steuermotor entsprechend nachgedreht wird. Der am Auslegearm des Kreuzwagens befindliche autogene Schneidbrenner folgt somit genau den Umrissen der Zeichnung. Das Steuerteil sorgt ferner automatisch dafür, daß die Laufrolle bei scharfen Ecken der Zeichnungskonturen mit möglichst hoher Geschwindigkeit bei gleichzeitiger selbsttätiger Bremsung des Vorschubes umgelenkt wird.

## Beleuchtungsregelgerät

Zur Regelung der Helligkeit von Leuchtstofflampen und in Bühnenbeleuchtungsanlagen wird vielfach von elektronischen Regelgeräten mit Thyatronröhren Gebrauch gemacht<sup>10)</sup>. Mit einigen handelsüblichen Bauelementen ist es möglich, diese Geräte ohne nennenswerte Entwicklungsarbeiten bei ausgezeichneten Resultaten zu konstruieren. Ein Beispiel hierfür gibt *Abb. 4-42* wieder, die die Schaltung eines zweifachen Regelgerätes für eine Verbraucherleistung von je 3 kVA darstellt. Da die beiden Schaltungshälften im Aufbau völlig gleich sind, genügt die Betrachtung beispielsweise der linken Hälfte. Sie besteht im wesentlichen aus zwei antiparallel geschalteten Thyatronröhren PL 105, deren Zündwinkel durch Horizontalsteuerung mittels phasenverschobener Impulse beeinflußt wird. Die negative Grundgitterspannung wird durch zwei Aggregate *Valvo* 1289 erzeugt. Der Regelwiderstand  $R_7$ , der Bestandteil einer normalen *RC*-Phasenbrücke ist, befindet sich in einem separaten Bedienungspult. Er ist mit zwei Schaltern  $S_1$  und  $S_2$  gekuppelt, die in den beiden Endstellungen betätigt werden. Durch  $S_1$  wird bei voller Beleuchtungsstärke das Relais  $Rel_1$  unter Strom gesetzt, dessen Kontakt die

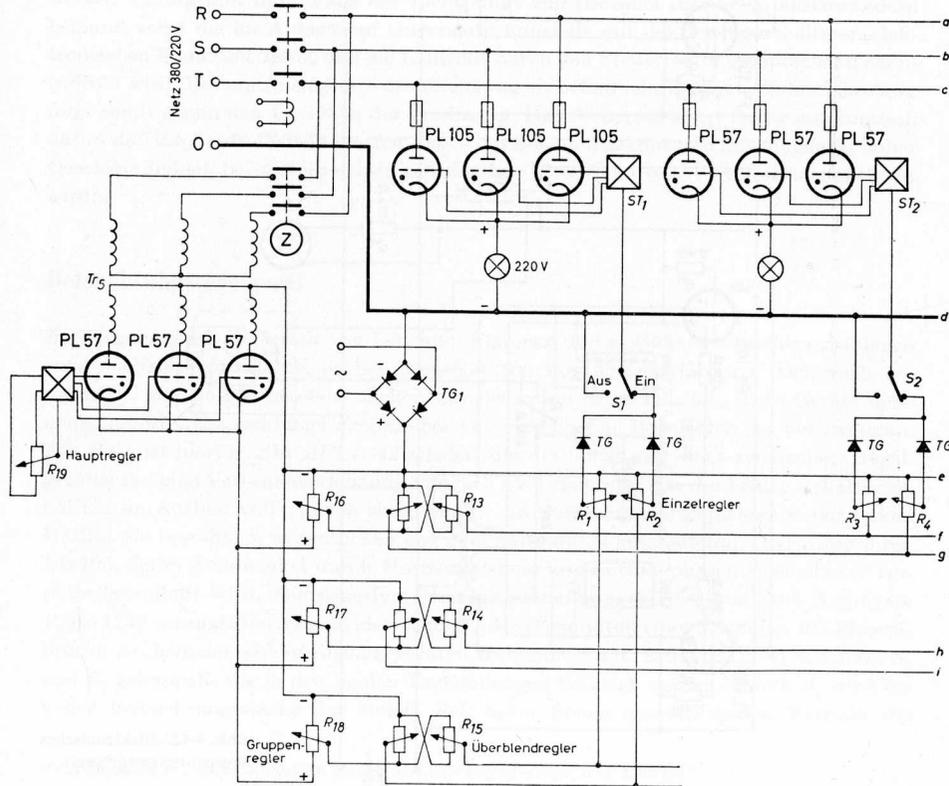
<sup>10)</sup> *Kretzmann, R.*: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK, II.14, Seite 184



Thyatronröhren überbrückt, so daß die volle Netzspannung für den Verbraucher, der durch  $L_1$  angedeutet ist, zur Verfügung steht. Die Thyatronröhren werden somit nur während des Regelvorganges oder bei verminderter Beleuchtung mit Strom beaufschlagt, wodurch ihre Lebensdauer wesentlich heraufgesetzt wird. In der anderen Endstellung von  $R_7$  wird  $S_2$  geöffnet; es sind dann beide Röhren völlig gesperrt. Auf diese Weise erreicht man, daß im Falle der Regelung von Leuchtstofflampen der unterste Bereich, in dem häufig Flackererscheinungen auftreten, abgeschnitten wird.  $S_2$  muß ferner nach dem Einschalten des Gerätes etwa fünf Minuten geöffnet bleiben, bis die Thyatrons genügend vorgeheizt sind.

### Bühnenbeleuchtungsanlage

Von der im vorigen Abschnitt beschriebenen Schaltung kann als Grundeinheit in elektronischen Bühnenbeleuchtungsanlagen mit einer größeren Anzahl geregelter Stromkreise Gebrauch gemacht werden, wobei sich die Zahl der Schaltungseinheiten nach der



Anzahl der zu regelnden Stromkreise richtet. Das stark vereinfachte Prinzipschaltbild einer Anlage für 60 Stromkreise zeigt Abb. 4-43 (Dr.-Ing. Jovy, Leer/Ostfriesland). Wegen der Übersichtlichkeit ist für jeweils 10 Stromkreise nur eine Schaltungseinheit schematisch angedeutet. Die Anlage enthält 30 Stromkreise mit jeweils zwei antiparallel geschalteten Röhren PL 57 für eine Verbraucherleistung von je 1,2 kVA, die an einem Autotransformator  $Tr_1$  zum Ausgleich des Bogenspannungsabfalls der Röhren angeschlossen sind. Zum Betrieb von 24-V-Niedervoltscheinwerfern sind verbraucherseitig die Transformatoren  $Tr_2 \dots Tr_4$  vorgesehen. Ferner enthält die Anlage 10 Stromkreise mit je drei Röhren PL 105 in Dreiphasen-Halbweg-Schaltung für eine Gleichstrom-Ausgangsleistung von 4,2 kW bei 220 V<sup>11)</sup> sowie 20 Stromkreise mit je drei Röhren PL 57 in gleicher Schaltung für eine Ausgangsleistung von 1,6 kW. Hierfür wird Vertikalsteuerung benutzt; die Erzeugung der um jeweils 90° phasenverschobenen Gitterwechselspannungen für die einzelnen Röhren ist wegen der Einfachheit durch die Steuerteile  $ST_1 \dots ST_3$  angedeutet. Zur

<sup>11)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK, II.14, Seite 194

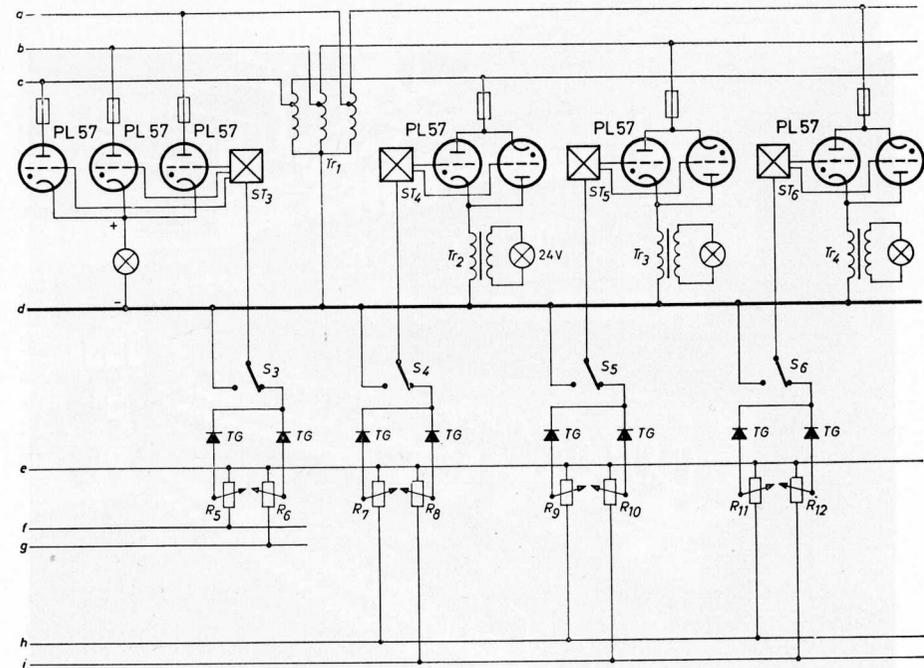


Abb. 4-43. Schematische Darstellung einer elektronischen Bühnenbeleuchtungsanlage (vereinfacht)

Gittersteuerung der Antiparallelschaltungen dienen die Steuerteile  $ST_4 \dots ST_6$ , die im wesentlichen aus  $RL$ -Phasenbrücken mit gleichstrom-vormagnetisierten Drosseln bestehen.

In den Steuerstromkreisen der Röhren ist eine durch den Trockengleichrichter  $TG_1$  erzeugte konstante positive Spannung und der negativ gerichtete Spannungsabfall an den Verbrauchern vorhanden. Dadurch wird eine stabilisierende Wirkung auf die Ausgangsspannungen hervorgerufen. Ferner enthalten die Steuerstromkreise eine variable Spannung, deren Größe durch die Stellung der diversen Regler bestimmt wird. Für jede Schaltungseinheit sind zwei Einzelregler  $R_1$  und  $R_2$ ,  $R_3$  und  $R_4$  und so weiter vorgesehen, so daß während des Spiels die Beleuchtungseinstellung für die folgende Szene vorbereitet werden kann. Durch die Überblendregler  $R_{13} \dots R_{15}$ , die jeweils aus zwei miteinander gekuppelten und antiparallel geschalteten Potentiometern bestehen, kann wahlweise von einer Einstellung auf die andere überblendet werden. Die Trockengleichrichter  $TG$  verhindern die gegenseitige Beeinflussung der zueinander gehörenden Einzelregler. Parallel zu den Überblendreglern sind die als Gruppenregler verwendeten Potentiometer  $R_{16} \dots R_{18}$  geschaltet. Die an ihnen liegende Spannung wird einem dreiphasigen gesteuerten Hilfsgleichrichter entnommen. Das Potentiometer  $R_{19}$ , durch dessen Einstellung die Größe

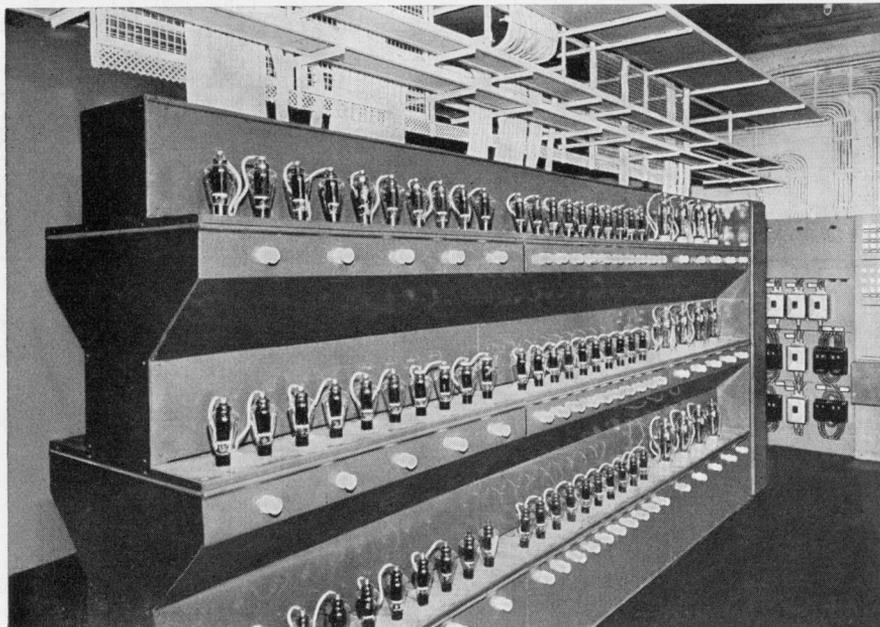


Abb. 4-44. Ansicht der Röhrenbank der elektronischen Bühnenbeleuchtungsanlage  
(Dr.-Ing. Jovy, Leer/Ostfriesland)

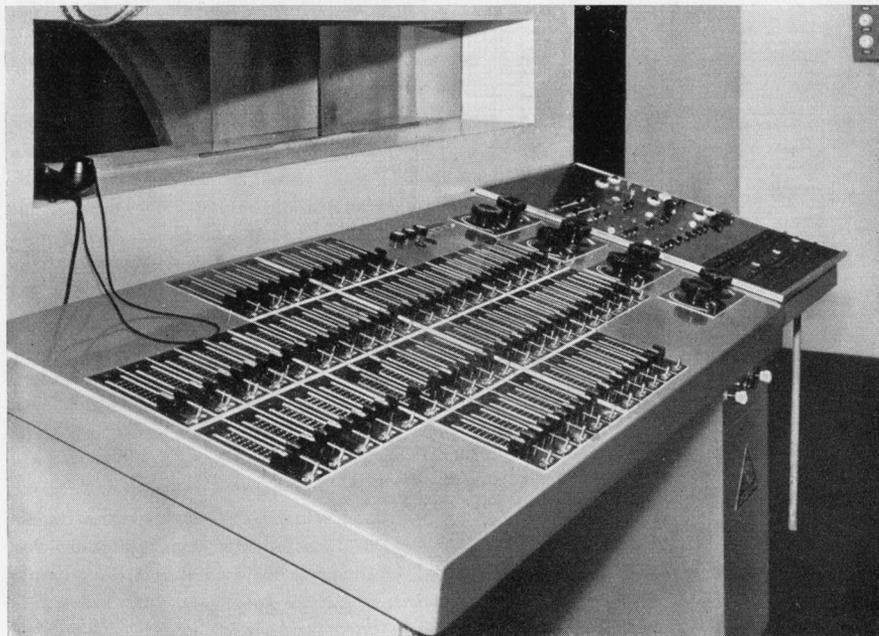


Abb. 4-45. Bedienungspult der elektronischen Bühnenbeleuchtungsanlage (Dr.-Ing. Jovy, Leer/Ostfriesland)

dieser Spannung verändert werden kann, wirkt somit als Hauptregler für die gesamte Anlage.

Jeder Schaltungseinheit ist ein Schalter  $S_1 \dots S_6$  zugeordnet, mit dem sie völlig abzuschalten ist.

Einen Eindruck von der beschriebenen Anlage vermitteln die Abb. 4-44 und 4-45, die die Röhrenbank und das Bedienungspult zeigen. Bemerkenswert sind der sehr übersichtliche Aufbau und die verhältnismäßig geringen Abmessungen.

### Lastverteilerschaltung für Ignitron-Schweißstakter [3]

Zum Schalten von Schweißleistungen bis zu 2400 kVA steht die Valvo-Röhre PL 5553 als leistungsfähigster Vertreter der international genormten Ignitron-Röhrentypenreihe 5550 (Größe A), 5551 (Größe B), 5552 (Größe C) und 5553 (Größe D) zur Verfügung. Die Abhängigkeit der Größe des durch zwei antiparallel geschaltete Röhren dieses Typs fließenden Wechselstroms von der Größe der Einschaltdauer ist in Abb. 4-46 für eine Netzspannung von 500 V grafisch dargestellt. Man erkennt, daß beispielsweise bei einer Einschaltdauer von 50% der maximal zulässige Strom 1500 A ist, das heißt, die Röhren

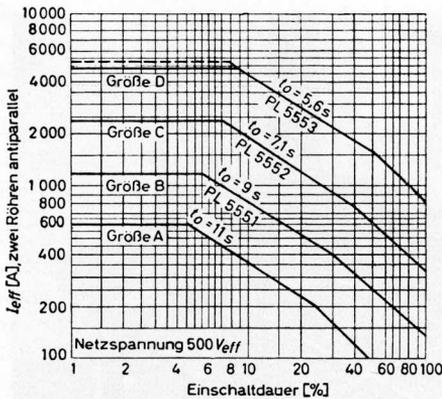


Abb. 4-46. Leistungsdiagramm der Ignitronröhren-Typenreihe der Größen A bis D

lassen (unter Berücksichtigung der Integrationszeit  $t_0 = 5,6$  s) bei diesem Strom eine maximale Schweißzeit von 2,8 s bei einer anschließenden Pause von mindestens gleicher Dauer zu. Nun ist es denkbar, daß in bestimmten Fällen diese Schweißzeit nicht ausreicht und zum Beispiel eine um das Drei- oder Vierfache größere Dauer bei gleichem Strom verlangt wird. Eine derartige Forderung würde in Anbetracht der beschränkten Integrationszeit also praktisch mit einer hundertprozentigen Einschaltdauer gleichzusetzen sein, bei der jedoch nach *Abb. 4-46* nur eine Stromentnahme von 800 A zulässig ist. Da ein leistungsfähigerer Röhrentyp nicht zur Verfügung steht, andererseits die Parallelschaltung von Ignitronröhren

für Schweißbetrieb praktisch ausgeschlossen ist, bleibt noch die Möglichkeit, die gesamte Schweißzeit, die von der Maschine verlangt wird, in gleiche Intervalle aufzuteilen und abwechselnd je ein antiparallel geschaltetes Ignitronröhrenpaar mit dem Schweißstrom zu beaufschlagen. Während der Intervalle 1, 3, 5, 7 und so weiter führt also das erste Ignitronpaar den Strom, während der Intervalle 2, 4, 6, 8 und so weiter das zweite. Im Falle des obengenannten Beispiels würde jedes Intervall maximal 2,8 s dauern, so daß beide Röhrenpaare jeweils mit 50% Einschaltdauer arbeiten und 1500 A zu entnehmen gestatten. Die Einschaltdauer der Maschine kann bei diesem Strom dann jedoch bis zu 100% sein.

Die Schaltung des Lastverteilers ist in *Abb. 4-47* wiedergegeben. In Reihe mit dem Schweißtransformator  $Tr_1$  liegt das antiparallel geschaltete Ignitronröhrenpaar  $I_1, I_2$ , dem ein zweites Paar  $I_3, I_4$  parallel geschaltet ist. Der Schweißstrom wird abwechselnd von  $I_1, I_2$  und von  $I_3, I_4$  übernommen. Zur Steuerung der Ignitronröhren dienen die Thyatronröhren  $T_1 \dots T_4$ . Um zum Beispiel den Strom in  $I_1$  einsetzen zu lassen, wird  $T_2$  gezündet. Dann fließt ein Stromstoß von der Anode von  $I_1$  über  $R_3, T_2$ , den Trockengleichrichter  $TG_1$  und den Zündstift von  $I_1$ , wodurch die Hauptentladung in  $I_1$  eingeleitet wird. In gleicher Weise kann  $I_2$  durch  $T_1, I_3$  durch  $T_4$  und  $I_4$  durch  $T_3$  gezündet werden.

Um den Zeitpunkt des Stromeinsatzes der Ignitronröhren in jeder Halbperiode und damit die dem Werkstück zugeführte Leistung kontrollieren zu können, ist es möglich, den Zündwinkel der Thyatronröhren durch Horizontalsteuerung zu verändern. In den Gitterkreisen liegt jeweils eine Sekundärwicklung des Transformators  $Tr_3$ , die eine um  $180^\circ$  gegenüber der Anodenspannung phasenverschobene Spannung liefert. Sie stellt, zusammen mit der durch Gittergleichrichtung entstehenden Spannung an den Überbrückungskondensatoren  $C_1 \dots C_4$  der Gitterwiderstände, die negative Grundgitterspan-

nung dar. Ihr sind positive Zündimpulse überlagert, die von je einer Sekundärwicklung der Impulstransformatoren  $Tr_2, Tr_4$  (Valvo 84590) erzeugt werden. Die Primärwicklungen der Impulstransformatoren liegen am Ausgang einer RC-Phasenbrücke. Durch  $R_{15}$  ist somit der Zündwinkel der Thyatronröhren und damit der Zündzeitpunkt der Ignitronröhren in jeder Halbwelle einstellbar.

Um die abwechselnde Funktion der Röhrenpaare  $I_1, I_2$  und  $I_3, I_4$  zu erreichen, müssen die Zündimpulse für die Thyatronröhren  $T_1, T_2$  und  $T_3, T_4$  im gleichen Rhythmus unterdrückt werden. Das ist möglich, wenn man durch die zweite Sekundärwicklung der

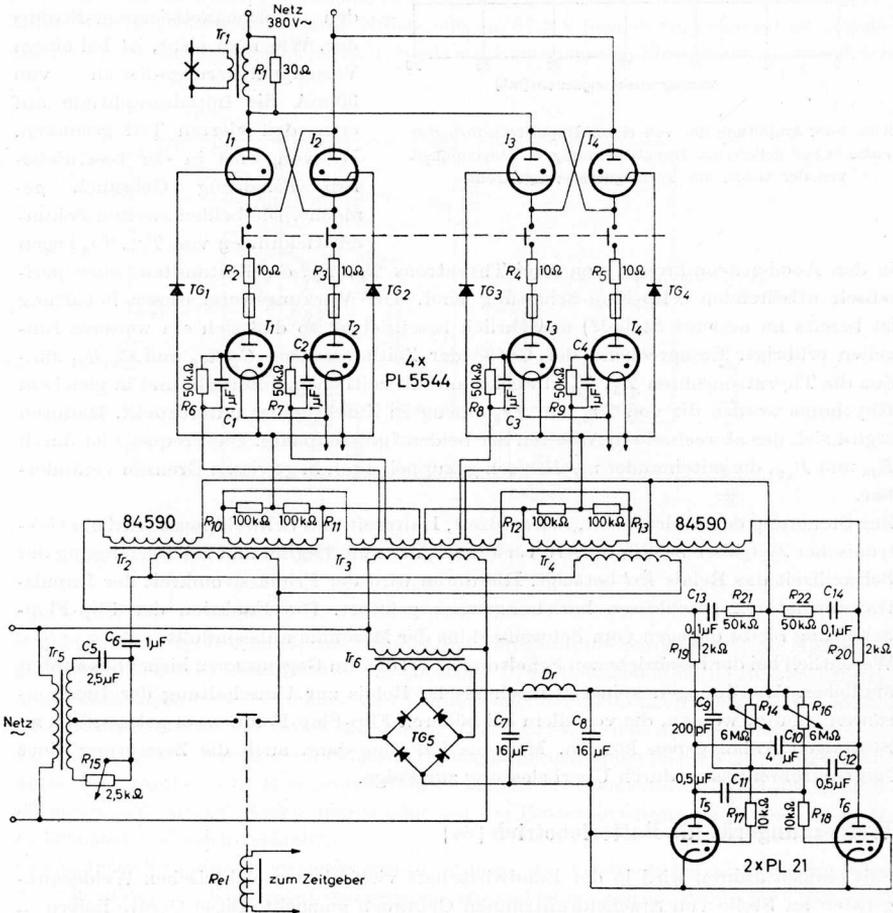


Abb. 4-47. Elektronische Lastverteilerschaltung für Ignitron-Schweißbakter

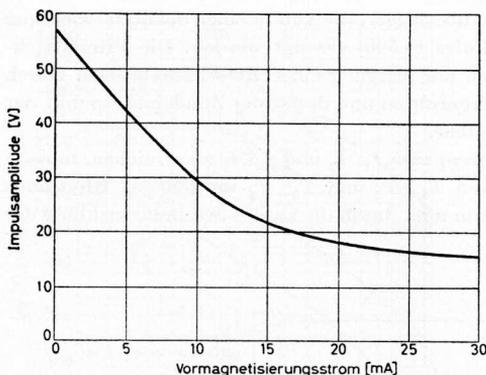


Abb. 4-48. Amplitude der von einem Impulstransformator Valvo 84 590 gelieferten Impulsspannung in Abhängigkeit von der Größe des Vormagnetisierungsstroms

Impulstransformatoren  $Tr_2$ ,  $Tr_4$  einen Vormagnetisierungs-Gleichstrom geeigneter Größe schickt. Abb. 4-48 stellt die Größe der Impulsamplitude an der mit  $100\text{ k}\Omega$  vorbelasteten ersten Sekundärwicklung des Impulstransformators Valvo 84 590 in Abhängigkeit von der Größe des durch die zweite Sekundärwicklung fließenden Vormagnetisierungs-Stroms dar. Wie man sieht, ist bei einem Vormagnetisierungs-Strom von  $30\text{ mA}$  die Impulsamplitude auf etwa den vierten Teil gesunken. Hiervon wird in der beschriebenen Schaltung Gebrauch gemacht. Die beiden zweiten Sekundärwicklungen von  $Tr_2$ ,  $Tr_4$  liegen

in den Anodenstromkreisen von zwei Thyatronen  $T_5$ ,  $T_6$ , die Bestandteile einer periodisch arbeitenden Flip-Flop-Schaltung sind. Die Wirkungsweise dieser Schaltung ist bereits an anderer Stelle<sup>12)</sup> ausführlich beschrieben, so daß sich ein weiteres Eingehen erübrigt. Entsprechend der Größe der Zeitkonstanten  $C_{11}R_{16}$  und  $C_{12}R_{14}$  zünden die Thyatronröhren  $T_5$ ,  $T_6$  abwechselnd mit zeitlichem Intervall, und in gleichem Rhythmus werden die von  $Tr_2$  und  $Tr_4$  erzeugten Zündimpulse unterdrückt. Dadurch ergibt sich das abwechselnde Arbeiten der beiden Ignitronpaare. Die Frequenz ist durch  $R_{14}$  und  $R_{16}$ , die miteinander mechanisch gekuppelt sind, in gewissen Grenzen veränderbar.

Zur Steuerung der Andruckzeit, Schweißzeit, Haltezeit und Schweißpause wird ein elektronischer Zeitgeber bekannter Art verwendet, der zum Beginn und zur Beendigung der Schweißzeit das Relais *Rel* betätigt. Hierdurch wird der Primärstromkreis der Impulstransformatoren geschlossen beziehungsweise geöffnet. Die Funktion der Flip-Flop-Schaltung bleibt dagegen vom Schweißzyklus der Maschine unbeeinflusst.

Wesentlich bei der beschriebenen Schaltung ist es, daß im Gegensatz zu bisher bekannten ähnlichen Anordnungen keinerlei mechanische Relais zur Umschaltung der Ignitronröhren benutzt werden, die vor allem bei höheren Flip-Flop-Frequenzen gelegentlich zu Störungen Anlaß geben können. Meistens hat dies dann auch die Zerstörung eines Ignitronröhrenpaares durch Überbelastung zur Folge.

## Weidezaungerät für Batteriebetrieb [54]

Seit einigen Jahren wird in der Landwirtschaft vielfach von elektrischen Weidezaungeräten an Stelle von Stacheldrahtzäunen Gebrauch gemacht. Diese Geräte liefern in regelmäßigen Abständen Hochspannungsimpulse, die auf den den Weideplatz abgren-

<sup>12)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK, 11.12. Seite 145

zenden Zaundraht gegeben werden. Den Strom liefert das Lichtnetz oder, wo es nicht zur Verfügung steht, ein Akkumulator. Nachteilig ist dabei jedoch die laufende Wartung, die der Akkumulator vor allem während der Jahreszeit braucht, in der das Gerät unbenutzt bleibt. Die im folgenden beschriebene einfache Schaltung arbeitet mit zwei Trockenbatterien von je 67,5 V, deren Kapazität für eine mehrmonatige Weideperiode ausreicht. Allerdings muß dann auf eine regelmäßige Impulsfolge verzichtet werden, vielmehr wird nur dann ein Hochspannungsimpuls ausgelöst, wenn ein Tier den Zaundraht berührt. Wie die Erfahrung gezeigt hat, genügt dies durchaus, zumal die Tiere nach einmaliger Berührung die Nähe des Drahtes im allgemeinen ganz offensichtlich meiden. Die Schaltung nach Abb. 4-49 enthält als wesentliches Bestandteil eine Relaisröhre mit kalter Katode (Valvo 5823), deren Hilfsanode um 67,5 V positiv vorgespannt ist. Sobald ein Weidetier den Zaundraht berührt, fließt ein Batteriestrom über seinen Körperwider-

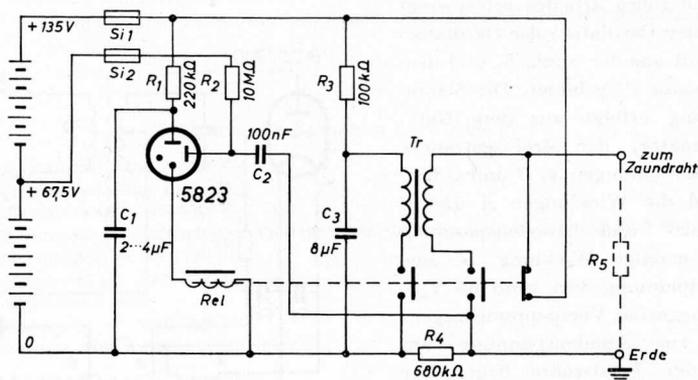


Abb. 4-49. Schaltung eines Weidezaungerätes für Batteriebetrieb

stand ( $R_5$ ) und  $R_4$ . Der an  $R_4$  entstehende Spannungsimpuls wird über  $C_2$  zur Hilfsanode geführt und zündet die Röhre. Der Kondensator  $C_1$  entlädt sich über die Relaiswicklung, und die Relaiskontakte schließen den Primär- und Sekundärstromkreis des Hochspannungstransformators  $Tr$ . Der Kondensator  $C_3$  entlädt sich über die Primärwicklung von  $Tr$ , und der sekundärseitig entstehende Hochspannungsimpuls (etwa 3 kV) wird auf den Zaundraht gegeben. Die Relaisröhre löscht sodann, das Relais fällt ab, und die Kondensatoren  $C_1$ ,  $C_2$  und  $C_3$  laden sich wieder auf die Batteriespannung auf. Damit ist der Ruhezustand wiederhergestellt.

Der kleinste Zeitabstand zwischen zwei Impulsen, die das Gerät liefern kann, ist durch die Aufladezeit der Kondensatoren gegeben. Hierbei ist die Zeitkonstante  $R_2 C_2$  die größte und bestimmt somit den minimalen Impulsabstand. Die Relaisröhre kann erst wieder zünden, wenn die Vorspannung der Hilfsanode den Wert von 67,5 V nahezu erreicht hat. Bei der angegebenen Dimensionierung ist dies nach etwa 1,6 s der Fall.

## 5. Oszillator- und Verstärkerschaltungen

### Einfacher selbsterregter HF-Generator für Halbwellenbetrieb

Für industrielle oder elektromedizinische Zwecke kann der einfache selbsterregte HF-Generator dienen, dessen Schaltung in *Abb. 5-1* wiedergegeben ist. Er arbeitet mit Anodenwechselfspannung (Halbwellenbetrieb) und hat eine Betriebsfrequenz von 40,68 MHz. Als Generatorröhre dient eine Sendetriode *Valvo TB 2,5/300*. Die abgegebene Leistung ist etwa 170 W, die durch Verwendung der leistungsfähigeren Röhre *TB 3/750* auf rund 400 W gesteigert werden kann.

Die Senderöhre arbeitet selbsterregt als Hartley-Oszillator; der Oszillatorkreis wird aus der Spule  $L_1$  und dem Kondensator  $C_1$  gebildet. Die Stromversorgung erfolgt aus dem Netztransformator, der drei getrennte Sekundärwicklungen *A*, *B* und *C* hat. Während die Wicklungen *A* und *C* die Heiz- und Anodenspannung liefern, erzeugt Wicklung *B* eine Wechselfspannung von rund 85 V<sub>eff</sub>, die als negative Vorspannung gegenphasig zur Anodenspannung am Gitter der Senderöhre liegt. Der Arbeitskreis besteht außer  $C_3$  aus den Induktivitäten  $L_2$ ,  $L_3$  und  $L_4$ ; die eigentliche Koppelspule ist dabei so ausgebildet, daß die Kopplung nicht überkritisch werden kann. Um dies zu erreichen, hat  $L_2$  zwei gegenläufige Windungen, die einen Abstand von etwa 20 mm voneinander haben,

so daß die wirksame Kopplung durch die Differenz des durch beide Windungen tretenden magnetischen Kraftlinienflusses gegeben ist. Ferner ist zwischen den Spulen des Anoden- und des Arbeitskreises ein geerdetes Faradaysches Gitter angebracht, um unerwünschte kapazitive Kopplungen und die Ausstrahlung von Oberwellen zu unterdrücken. Außerdem schützt das Faraday-Gitter den Arbeitskreis gegen die an der Anodenkreisspule liegende Hochspannung.

Die Anordnung der Schaltelemente ist so getroffen, daß sich möglichst kurze Zuleitungen ergeben. Dies gilt besonders für den HF-Kreis und trägt wesentlich zu einer guten Stabilität und Sicherheit gegen schädliche parasitäre Schwingungen bei. Es ist aus ähnlichen

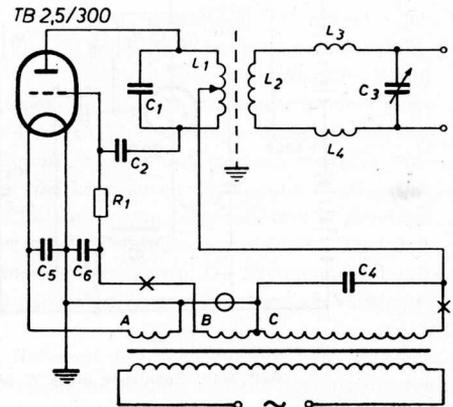


Abb. 5-1  
Selbsterregter HF-Generator für Halbwellenbetrieb

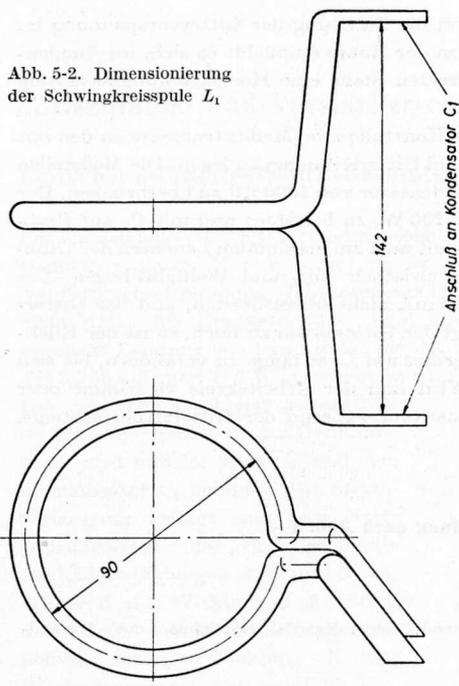
Gründen zweckmäßig, die Heizleitungen und die Zuleitung der Gittervorspannung im Gerät abgeschirmt zu verlegen. Zum Schutze der Röhre empfiehlt es sich, im Anodenkreis an der durch einen Kreis gekennzeichneten Stelle eine Hochspannungssicherung vorzusehen.

Bei der erstmaligen Inbetriebnahme sind zur Kontrolle zwei Meßinstrumente an den mit  $\times$  gekennzeichneten Stellen in die Anoden- und Gitterleitungen zu legen. Die Meßstellen sind für die Hochfrequenz durch je einen Kondensator von 1000 pF zu überbrücken. Der Arbeitskreis ist mit einer Glühlampe, 220 V/200 W, zu belasten, und mit  $C_3$  auf Resonanz abzustimmen. Den Resonanzpunkt erkennt man am maximalen Leuchten der Glühlampe. Die Helligkeit der Lampe soll etwa zwischen Rot- und Weißglut liegen. Der Anodenstrom darf hierbei den Wert von 145 mA nicht überschreiten, und der Gitterstrom sollte nicht höher als 35 mA sein. Liegt der Gitterstrom zu hoch, so ist der Rückkopplungsfaktor durch Verschieben des Abgriffes auf  $L_1$  so lange zu verändern, bis sich ein Wert von maximal 35 mA einstellt. Wird nun der Arbeitskreis verstimmt oder schwächer angekoppelt, so fällt der Anodenstrom, während der Gitterstrom ansteigt.

#### Stückliste zur Schaltung nach Abb. 5—1

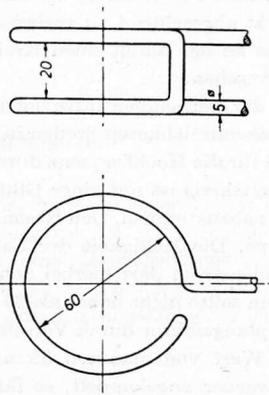
- $A$  = Transformatorwicklung 6,3  $V_{eff}$  5,4 A  
 $B$  = Transformatorwicklung 85  $V_{eff}$  35 mA  
 $C$  = Transformatorwicklung 2500  $V_{eff}$  145 mA  
 $C_1$  = Kondensator 50 pF, Luftisolation, Plattenabstand 10 mm; Material Aluminium 1 mm, Abstandsscheiben und Stange aus Trolitul  
 $C_2$  = Kondensator 40 pF 5000 V, Glasisolation  
 $C_3$  = Drehkondensator 65 pF  
 $C_4$  = Kondensator 15 nF 3000 V 1 kVA  
 $C_5$  = Kondensator 5 nF  
 $C_6$  =  $C_5$   
 $R_1$  = Widerstand 1700  $\Omega$  2 W  
 $L_1$  = Schwingkreisspule, 1 Wdg., Kupferrohr von 8  $\times$  10 mm  $\varnothing$ , Wdg. von 9 cm  $\varnothing$ , versilbert  
 $L_2$  = Koppelspule, 2 gegenläufige Wdg., Cu-Draht von 5 mm  $\varnothing$ , Wdg. von 6 cm  $\varnothing$ , Wdg.-Abstand 2 cm  
 $L_3$  = Spule, 3  $\frac{1}{2}$  Wdg., Cu-Draht von 3 mm  $\varnothing$ , Wickellänge 2 cm, Wdg. von 2 cm  $\varnothing$   
 $L_4$  =  $L_3$

Der Gitterstrom soll jedoch auch im verstimmten Zustande nicht höher als bis zu 50 mA ansteigen. Beim Abstimmen wird man feststellen, daß sich die Resonanzeinstellung des Drehkondensators  $C_3$  mit Änderung der Ankopplung verschiebt. Der Resonanzpunkt ist neben dem hellsten Glühen der Lampe an einem Maximum des Anodenstroms kenntlich. Koppelt man den Arbeitskreis stärker an, so gelangt man zu einem Punkt, von dem an man zwei, je nach Kopplung, mehr oder weniger dicht nebeneinanderliegende Maxima des Anodenstroms erhält. Dies ist der Punkt der sogenannten „kritischen Kopplung“, der aus Gründen der Frequenzstabilität nicht überschritten werden soll. Hat die Belastung mit einer Glühlampe befriedigende Resultate ergeben, so ist der Generator endgültig auf die Belastung durch das zu erwärmende Objekt einzustellen. Das bereits Gesagte gilt hierfür sinngemäß.

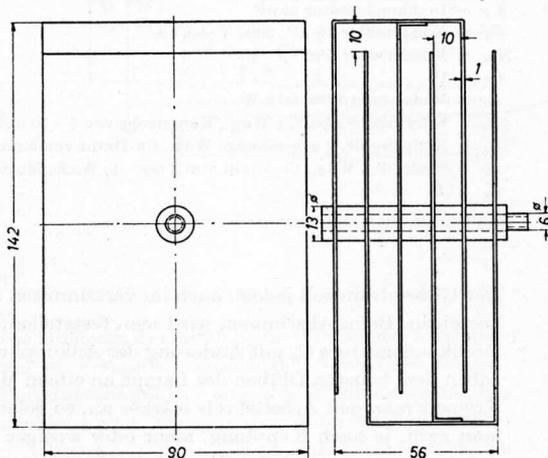
Abb. 5-2. Dimensionierung der Schwingkreisspule  $L_1$ 

Material: Kupferrohr 8 x 10 mm

Die Dimensionierung der für die Funktion wichtigen Schwingkreis- und Koppelspulen  $L_1$  und  $L_2$  ist in Abb. 5-2 und 5-3 dargestellt. Abb. 5-4 zeigt die Abmessungen des selbstgebauten Schwingkreiskondensators  $C_1$ . In Abb. 5-5 und 5-6 ist der zweckmäßige Aufbau des Hochfrequenzteiles des Mustergerätes wiedergegeben. In dieser oder ähnlicher Form ist der Hochfrequenzteil leicht transportabel. Seine Größe dürfte eine Kantenlänge von 30 cm kaum übersteigen. Nähere Angaben über die Einzelteile sind in der Stückliste



Material: Kupferdraht 5 mm  $\varnothing$

Abb. 5-3  
Dimensionierung der Koppelspule  $L_2$ 

Material: Aluminium 1mm  
Abstandsscheiben und Stange aus Trolitul

Abb. 5-4. Dimensionierung des Schwingkreiskondensators  $C_1$  ( $C = 50$  pF)

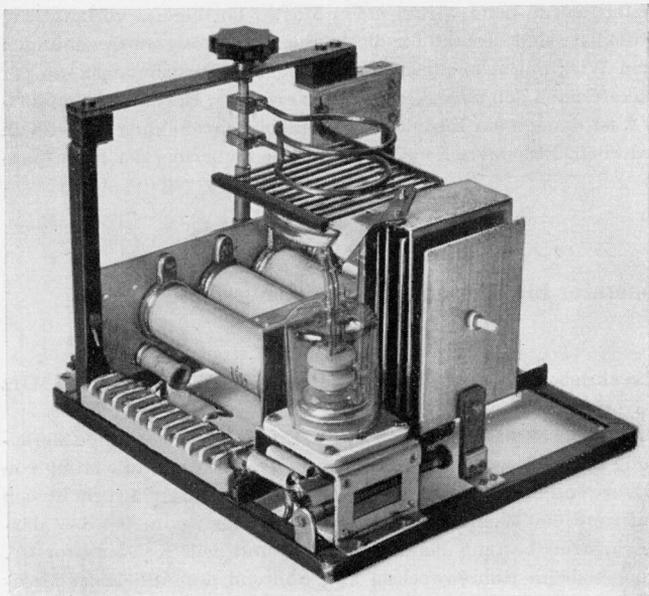


Abb. 5-5. Rückansicht  
des HF-Generators nach  
Abb. 5-1

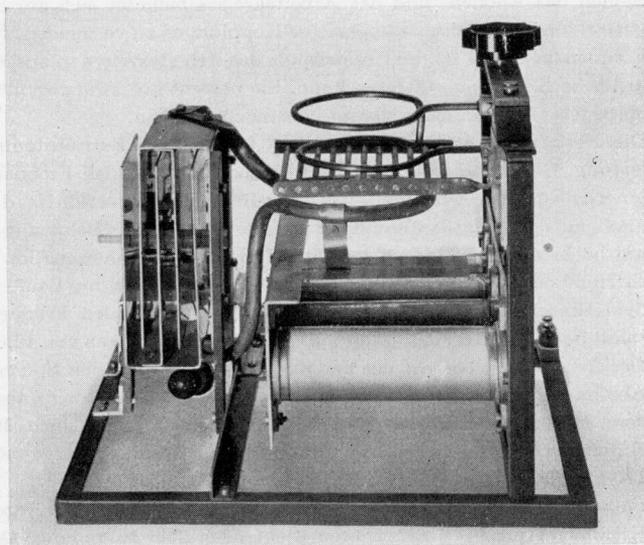


Abb. 5-6. Seitenansicht  
des HF-Generators nach  
Abb. 5-1

enthalten. Für den Netzteil wurde beim vorliegenden Muster ein bereits vorhandener Trafo benutzt. In der Stückliste sind deshalb für diesen nur die benötigten Spannungen und Ströme der einzelnen Wicklungen angegeben. Die Wicklungsrechnung kann für einen vorhandenen Eisenkern nach den normalen Formeln erfolgen. Bei einer Sekundärleistung von rund 400 VA ist danach ein Eisenkern mit einem Schenkelquerschnitt von mindestens 22 cm<sup>2</sup> erforderlich. Besondere Sorgfalt ist auf die Isolierung der Hochspannungswicklung zu legen.

### Selbsterregter HF-Generator für Speisung durch gleichgerichtete Wechselspannung

Bei dem im folgenden beschriebenen Gerät wird ebenfalls eine Frequenz von 40,68 MHz benutzt; die Frequenz-Konstanz ist etwa  $\pm 0,2\%$ .

Der Generator arbeitet mit einer Sendetriode TB 2,5/300, die mit ungesiebter pulsierender Anodengleichspannung betrieben wird und in diesem Fall eine Ausgangsleistung von etwa 250 W abgibt. Bei Verwendung der leistungsfähigeren Röhre TB 3/750 erhöht sich die Ausgangsleistung auf rund 600 W. Die Schaltung des Gerätes ist in *Abb. 5-7* dargestellt. Der Anodenschwingkreis besteht aus der Spule  $L_1$  und dem Kondensator  $C_1$ . Um die Frequenzänderungen beim Röhrenwechsel und während der Anheizzeit klein zu halten, wird die Kapazität des Kondensators  $C_1$  mit 50 pF groß gegen die parallel geschaltete Gitteranodenkapazität der Senderöhre gewählt, die bei der TB 2,5/300 etwa 5,5 pF, bei der TB 3/750 rund 5,3 pF ist. Der Arbeitskreis wird, wie üblich, induktiv regelbar angekoppelt, so daß eine gleichmäßige Leistungsregelung möglich ist. Zwischen den Spulen des Anoden- und des Arbeitskreises befindet sich ein geerdetes Faradaysches Gitter, um unerwünschte kapazitive Kopplungen zu vermeiden. Im Interesse einer guten Frequenzkonstanz ist die Koppelspule des Arbeitskreises so ausgebildet, daß keine überkritische Kopplung auftreten kann. Sie besteht aus zwei gegenläufigen Windungen, die einen Abstand von etwa 30 mm voneinander haben.

Die Nennfrequenz des Gerätes ist 40,68 MHz bei Betriebstemperatur und voller Belastung. Die durch Röhrenwechsel hierbei auftretenden Frequenzabweichungen liegen innerhalb des Bereiches von  $\pm 30$  kHz. Bei völligem Leerlauf ist die Frequenzabweichung maximal +47 kHz, während die Frequenz bei voller Belastung und enger Kopplung um höchstens -28 kHz abweicht. Während des Anheizens im vollbelasteten Zustand entsteht eine Frequenzänderung von +48 kHz, die im Laufe von 10 Minuten nach dem Einschalten auf Null zurückgeht. Die maximalen Frequenzabweichungen liegen somit bei  $\pm 80$  kHz; das entspricht den Frequenzgrenzen von 40,68 MHz  $\pm 0,2\%$ .

Der Arbeitskreis besteht aus der Koppelspule  $L_3$ , aus den Spulen  $L_5$  und  $L_6$  sowie dem Abstimmkondensator  $C_5$ . Er ist mit diesem Kondensator so abzustimmen, daß der an dem Milliampere-meter abgelesene Anodengleichstrom einen Maximalwert annimmt. Durch Veränderung der Kopplung muß jedoch dafür gesorgt werden, daß der Wert von 170 mA (340 mA bei der TB 3/750) nicht überschritten wird.

Falls der Generator für elektromedizinische Zwecke benutzt werden soll, werden an den Klemmen *A* und *B* die Patienten-Elektroden über 1,5 m lange Gummikabel angeschlos-

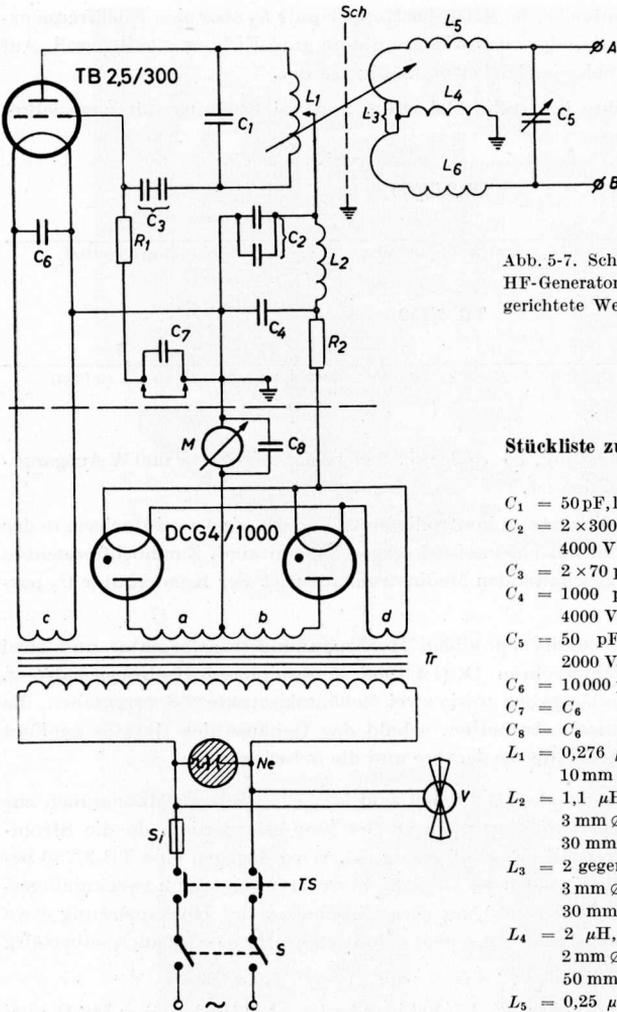


Abb. 5-7. Schaltung eines selbsterregten HF-Generators für Speisung durch gleichgerichtete Wechselspannung

**Stückliste zur Schaltung nach Abb. 5-7**

- $C_1 = 50 \text{ pF}$ , luftisolierter Kondensator, 4000 V
- $C_2 = 2 \times 3000 \text{ pF}$ , keramischer Kondensator, 4000 V
- $C_3 = 2 \times 70 \text{ pF}$ , Glimmerkondensator, 4000 V
- $C_4 = 1000 \text{ pF}$ , keramischer Kondensator, 4000 V
- $C_5 = 50 \text{ pF}$ , variabler Luftkondensator, 2000 V
- $C_6 = 10000 \text{ pF}$ , Papierkondensator, 250 V
- $C_7 = C_6$
- $C_8 = C_6$
- $L_1 = 0,276 \mu\text{H}$ , 1 Wdg., Kupferrohr von 10 mm  $\varnothing$ , versilbert, Wdg. von 90 mm  $\varnothing$
- $L_2 = 1,1 \mu\text{H}$ , 8 Wdg., Kupferdraht von 3 mm  $\varnothing$ , Spulenabmessungen: 30 mm  $\varnothing$ , 40 mm lang
- $L_3 = 2$  gegenläufige Wdg., Kupferdraht von 3 mm  $\varnothing$ , Spulenabmessungen: 60 mm  $\varnothing$ , 30 mm lang
- $L_4 = 2 \mu\text{H}$ , 15 Wdg., Kupferdraht von 2 mm  $\varnothing$ , Spulenabmessungen: 25 mm  $\varnothing$ , 50 mm lang
- $L_5 = 0,25 \mu\text{H}$ , 4,5 Wdg., Kupferdraht von 3 mm  $\varnothing$ , Spulenabmessungen: 25 mm  $\varnothing$ , 45 mm lang
- $L_6 = L_5$

- $R_1 = 3750 \Omega$ , Drahtwiderstand, 10 W
  - $R_2 = 100 \Omega$ , Drahtwiderstand, 5 W
  - $R_1 = 3300 \Omega$ , Drahtwiderstand, 25 W
  - $R_2 = 50 \Omega$ , Drahtwiderstand, 10 W
- für TB 2,5/300  
für TB 3/750
- $M =$  Milliampere meter 0...200 mA (0...400 mA)
  - $Ne =$  Neon-Signallämpchen 220 V
  - $Si =$  Sicherung 6 A (10 A)

- $Tr =$  Netztransformator, primär: 220 V 2,58 A (6 A) sekundär:  $a = 2300 \text{ V } 160 \text{ mA}$  (2500 V 320 mA)  $b = a$   $c = 6,3 \text{ V } 5,4 \text{ A}$  (5 V 15 A)  $d = 2,5 \text{ V } 9,6 \text{ A}$
- $V =$  Ventilator, 10 W

sen. Zum Schutze des Patienten ist die Mitte der Koppelspule  $L_3$  über eine Hochfrequenzdrossel mit dem Chassis verbunden, das wiederum eine gute Erdung erhalten soll. Auf diese Weise ist der Patientenkreis gleichstrommäßig geerdet.

Die Betriebsdaten der Röhre bei voller Belastung und bei Speisung mit ungesiebter Gleichspannung sind:

**TB 2,5/300**

$U_a$	$U_g$	$W_a$	$W_o$	$I_a$	$I_g$
2000 V (mittel)	—150 V (mittel)	120 W	300 W	170 mA (mittel)	37 mA (mittel)

**TB 3/750**

$U_a$	$U_g$	$W_a$	$W_o$	$I_a$	$I_g$
2250 V (mittel)	—200 V (mittel)	250 W	665 W	340 mA (mittel)	60 mA (mittel)

Dabei ist  $W_o$  die Röhrenleistung, so daß mit 250 beziehungsweise 600 W Ausgangsleistung des Gerätes zu rechnen ist.

Um, falls erforderlich, den Gitterstrom kontrollieren zu können, sind zwei Buchsen in der Gitterleitung vorgesehen, die normalerweise kurzgeschlossen sind. Zur hochfrequenten Überbrückung des hier einzuschaltenden Meßinstrumentes ist der Kondensator  $C_7$  parallel geschaltet.

Der Stromversorgungsteil besteht aus einem Hochspannungstransformator und zwei Quecksilberdampf-Gleichrichterröhren DCG 4/1000 in Zweiphasen-Halbwegschtaltung. Ferner sind ein Neon-Signallämpchen sowie zwei Gehäusekontakte  $TS$  vorgesehen, die die Netzspannung automatisch abschalten, sobald das Gehäuse des Gerätes geöffnet wird. Der Ventilator  $V$  belüftet die Senderöhre und die Schwingkreise.

Bei Verwendung einer Sendetriode TB 2,5/300 sind keine besonderen Maßnahmen zur Vorheizung der Hochvolt-Gleichrichterröhren DCG 4/1000 erforderlich, da die Strombelastung in diesem Fall verhältnismäßig gering ist. Wird dagegen eine TB 3/750 benutzt, so ist es notwendig, die Katoden der Gleichrichterröhren (und dann zweckmäßigerweise auch die Katode der Senderöhre) vor dem Einschalten der Hochspannung etwa 30 Sekunden vorzuheizen. Dies kann mit einem Schalter von Hand oder auch selbsttätig über ein Verzögerungsrelais geschehen.

Die Leistungsaufnahme des mit der TB 2,5/300 bestückten Gerätes ist etwa 560 W; bei Verwendung der TB 3/750 werden rund 1250 W aufgenommen.

Das gesamte Gerät kann in einem Gehäuse mit den Abmessungen  $45 \times 36 \times 34$  cm untergebracht werden, so daß es leicht transportabel ist. *Abb. 5-8* zeigt den Aufbau des Hochfrequenzteils, der, wie man sieht, hinsichtlich seiner Konstruktion dem in *Abb. 5-5* und *5-6* dargestellten Gerät ähnelt. *Abb. 5-9* gibt die Rückansicht des kompletten Gerätes einschließlich Netzteil wieder.

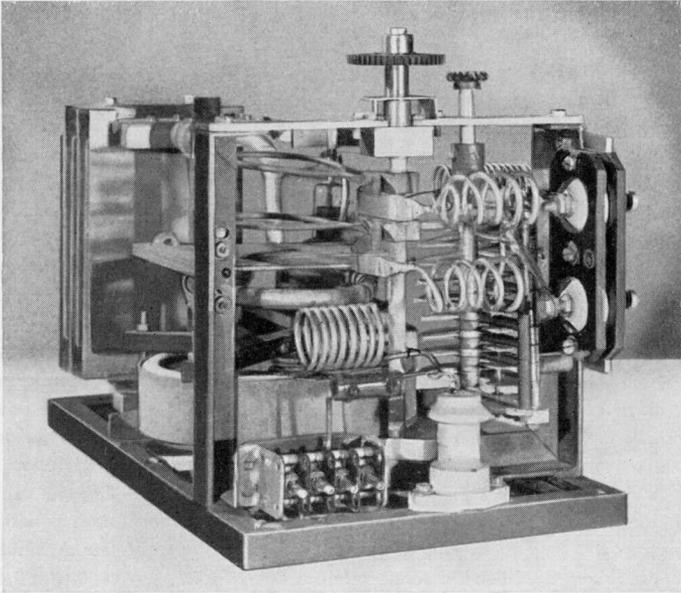


Abb. 5-8. Ansicht des Chassisaufbaus des HF-Generators

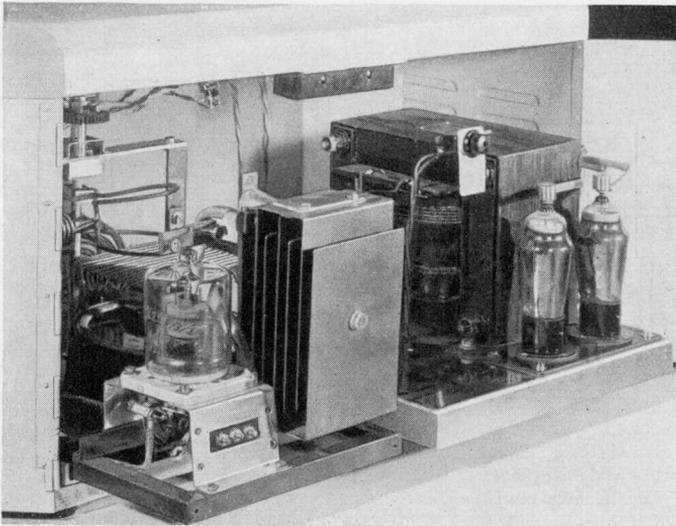


Abb. 5-9. Rückansicht des vollständigen Gerätes

## 700-Watt-HF-Gegentaktverstärker

Nachfolgend wird der Entwurf eines 700-W-HF-Gegentaktverstärkers beschrieben, der ursprünglich für Amateurzwecke entwickelt wurde, jedoch bei entsprechender Änderung der Abstimmeelemente außer für Funknachrichtengeräte auch für andere Zwecke (zum Beispiel für den Aufbau frequenzstabiler Diathermiegeräte oder industrieller HF-Generatoren) benutzt werden kann. Bei einer Ausgangsleistung von 700 W wird eine Steuerleistung von etwa 50 W benötigt, die den Eingangsklemmen zuzuführen ist. Der hierfür erforderliche Oszillator kann gegebenenfalls durch einen Kristall stabilisiert werden. Der Stromversorgungssteil ist für 2000...2500 V, 300 mA, zu dimensionieren; beispielsweise können zwei Röhren DCG 4/1000 in Zweiphasen-Halbweg-Gleichrichterschaltung verwendet werden.

Das Prinzipschaltbild ist in *Abb. 5-10* dargestellt. Es sind vier Frequenzbänder vorgesehen, die eingangsseitig durch den Schalter  $S_{1, 2, 3}$  umgeschaltet werden können. Der Schalter ist auf den *Abb. 5-11* und *5-12*, die die Aufsicht und die Unterseite des Gerätes darstellen, deutlich erkennbar. Im Interesse eines einfachen Aufbaus wird auf die gleichzeitige Umschaltung der Anodenkreisspulen verzichtet; diese sind vielmehr als auswechselbare Aufsteckspulen ausgebildet, die auf der Oberseite des Chassis unmittelbar über dem Anodenkreis-Kondensator  $C_{11}$  angeordnet werden. Die in dem Schaltbild dargestellte Position des eingangsseitigen Wellenschalters entspricht der Arbeitsfrequenz von 28 MHz, die folgenden Positionen entsprechen den Frequenzen 14, 7 und 3,5 MHz.

Um eine gute Abschirmung des Eingangskreises vom Ausgangskreis zu erreichen, sind die Gitterspulen, der Gitterabstimmkondensator und der Umschalter unterhalb des Chassis montiert. Auch der Heiztransformator ist unter dem Chassis angeordnet, um die Heiz-

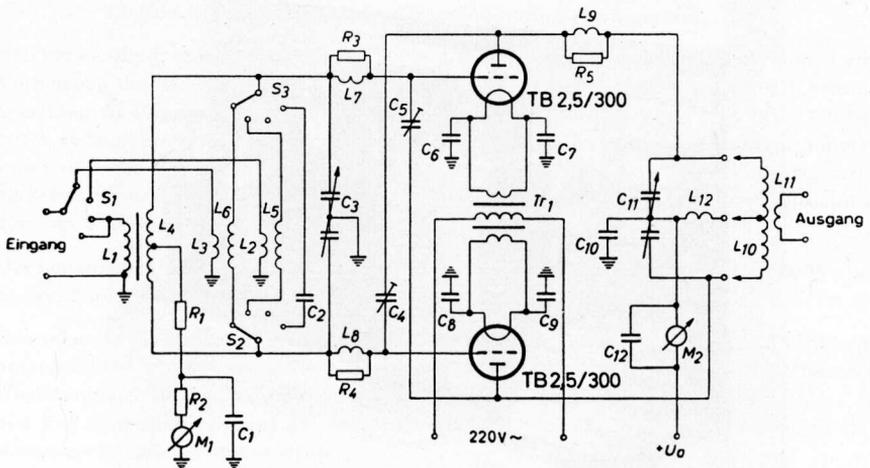
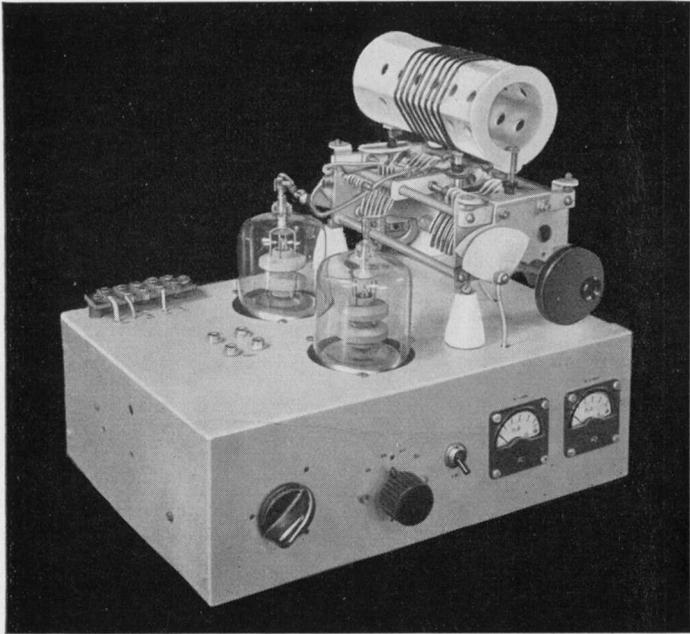


Abb. 5-10. Schaltung eines HF-Gegentaktverstärkers für 700 W Ausgangsleistung

Abb. 5-11  
Chassisaufbau  
des HF-Gegentakt-  
verstärkers



### Stückliste zur Schaltung nach Abb. 5-10

- |   |  |  |
|---|--|--|
| $C_1 = 10000 \text{ pF}$  | $C_6 = 10000 \text{ pF}$   | $C_{11} = 2 \times 100 \text{ pF } 4000 \text{ V}$             |
| $C_2 = 150 \text{ pF}$  | $C_7 = 10000 \text{ pF}$   | $C_{12} = 10000 \text{ pF}$                                    |
| $C_3 = 2 \times 100 \text{ pF } 1000 \text{ V}$   | $C_8 = 10000 \text{ pF}$   | $L_1 = \text{Koppelspule für } 3,5 \text{ und } 7 \text{ MHz}$ |
| $C_4 = \text{etwa } 5 \text{ pF}$   | $C_9 = 10000 \text{ pF}$   | $L_2 = \text{Koppelspule für } 14 \text{ MHz}$                 |
| $C_5 = \text{etwa } 5 \text{ pF}$   | $C_{10} = 1000 \text{ pF } 4000 \text{ V}$                               | $L_3 = \text{Koppelspule für } 28 \text{ MHz}$                 |
| $L_4 = \text{Gitterspule für } 3,5 \text{ und } 7 \text{ MHz; } 60 \text{ Wdg., Draht von } 0,5 \text{ mm } \varnothing, \text{ auf einem Träger von } 2 \text{ cm } \varnothing \text{ und } 8 \text{ cm Länge}$ |  |  |
| $L_5 = \text{Gitterspule für } 14 \text{ MHz; } 16 \text{ Wdg., Draht von } 0,5 \text{ mm } \varnothing, \text{ auf einem Träger von } 2,3 \text{ cm } \varnothing \text{ und } 2,5 \text{ cm Länge}$             |  |  |
| $L_6 = \text{Gitterspule für } 28 \text{ MHz; } 7 \text{ Wdg., Draht von } 0,5 \text{ mm } \varnothing, \text{ auf einem Träger von } 2,3 \text{ cm } \varnothing \text{ und } 2,5 \text{ cm Länge}$              |  |  |
| $L_7 = 5 \text{ Wdg., Draht von } 1 \text{ mm } \varnothing, \text{ auf einem Träger von } 1 \text{ cm } \varnothing \text{ und } 1,5 \text{ cm Länge}$   |  |  |
| $L_8 = L_7$   |  |  |
| $L_9 = L_7$   |  |  |
| $L_{10} = \text{Anodenkreis-spule für } 7 \text{ MHz; } 18 \text{ Wdg., Draht von } 1 \text{ mm } \varnothing, \text{ auf einem Träger von } 6 \text{ cm } \varnothing \text{ und } 7 \text{ cm Länge;}$          |  |  |
| für 3,5 MHz: Kondensator 140 pF, 4000 V parallel geschaltet   |  |  |
| für 14 MHz: 8 Wdg., Draht von 2 mm $\varnothing$ , auf einem Träger von 6 cm $\varnothing$ und 5 cm Länge   |  |  |
| für 28 MHz: 6 Wdg., Draht von 2 mm $\varnothing$ , auf einem Träger von 5 cm $\varnothing$ und 3,5 cm Länge   |  |  |
| $L_{11} = \text{Koppelspule}$   | $R_4 = 100 \Omega \quad 1 \text{ W, Schichtwiderstand}$                  |  |
| $L_{12} = \text{Hochfrequenzdrossel } 2,5 \text{ mH, } 400 \text{ mA}$  | $R_5 = 100 \Omega \quad 1 \text{ W, Schichtwiderstand}$                  |  |
| $R_1 = 1 \text{ k } \Omega \quad 10 \text{ W, drahtgewickelt}$  | $M_1 = \text{Gitterstrominstrument } 0 \dots 100 \text{ mA}$             |  |
| $R_2 = 500 \Omega \quad 5 \text{ W, drahtgewickelt}$  | $M_2 = \text{Anodenstrominstrument } 0 \dots 500 \text{ mA}$             |  |
| $R_3 = 100 \Omega \quad 1 \text{ W, Schichtwiderstand}$   | $Tr_1 = \text{Heiztransformator } 2 \times 6,3 \text{ V } 5,4 \text{ A}$ |  |

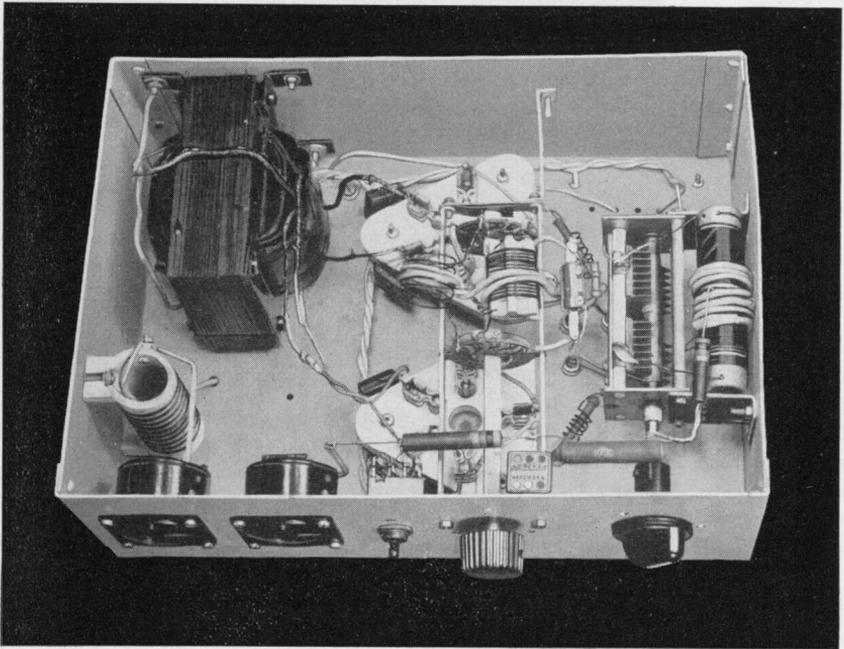


Abb. 5-12. Chassisunteransicht des Gegentaktverstärkers

leitungen möglichst kurz zu halten. Es ist erforderlich, die zur hochfrequenten Entkopp-  
lung der Heizfäden dienenden Kondensatoren  $C_6 \dots C_9$  unmittelbar an die Röhrenfassun-  
gen zu montieren und für kurze Masseverbindungen zu sorgen.

Als Röhren werden zwei UKW-Sendetrioden TB 2,5/300 verwendet. Zur Neutralisierung  
sind zwei Kondensatoren  $C_4$  und  $C_5$  vorgesehen, die aus jeweils zwei Blechstücken in  
Form eines Kreissegmentes gebildet werden. In *Abb. 5-11* ist der eine dieser Kondensatoren  
deutlich erkennbar; sie werden beiderseitig des Anodenkreiskondensators angeordnet.  
Die Neutralisierung des Verstärkers macht auf diese Weise keinerlei Schwierigkeiten;  
zur Unterdrückung wilder Schwingungen ist es jedoch angebracht, geeignete Dämpfungsglieder  
 $R_3, L_7$  beziehungsweise  $R_4, L_8$  in die Gitterzuleitungen und ein Glied  $R_5, L_9$  in die Anodenzuleitung  
einer Röhre einzuschalten.

### 30-Watt-Senderverstärker auf 430 MHz

Die *Valvo*-Doppeltetrode QQE 06/40 ist zur Verwendung in UKW-Senderverstärkern  
sehr gut geeignet. Diese Röhre liefert bei Frequenzen unter 200 MHz eine Ausgangs-  
leistung von 90 W, bei 250 MHz etwa 85 W und bei 430 MHz noch 66 W. Bei 500 MHz

ist sogar noch eine Ausgangsleistung von rund 60 W erreichbar. Die Röhre enthält, wie *Abb. 5-13* zeigt, eine indirekt geheizte Katode mit ellipsenförmigem Querschnitt, zwei zu beiden Seiten angeordnete Steuergitter, ein gemeinsames Schirmgitter und zwei Anoden mit einer maximalen Verlustleistung von je 20 W. Bekanntlich spielen bei Gegenkontaktschaltungen die Induktivitäten der Verbindungsleitungen zwischen den Kathoden und den Schirmgittern der beiden Röhrensysteme eine unerwünschte Rolle, und zwar verursacht eine Selbstinduktion zwischen den Kathoden eine Gegenkopplung und eine Erhöhung der Eingangsämpfung, während sich die Induktivität der Schirmgitterverbindung als negative Dämpfung äußert, die zur Selbsterregung führen kann und daher durch besondere Maßnahmen neutralisiert werden muß. Da die QQE 06/40 eine für beide Systeme gemeinsame Katode und ein gemeinsames Schirmgitter hat, sind nachteilige Induktivitäten der genannten Art praktisch nicht vorhanden. Andererseits ist damit allerdings innerhalb eines bestimmten Frequenzbereichs auch die kompensierende Wirkung der Schirmgitter-Zuleitungsinduktivität auf die Gitter-Anoden-Kapazität in Fortfall gekommen, so daß zur Neutralisierung zwei kleine Kapazitäten eingebaut sind; so erzielt man über den ganzen Frequenzbereich eine gleichmäßige Entkopplung von Eingangs- und Ausgangskreis.

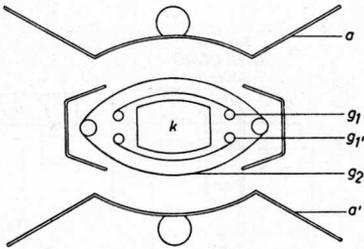


Abb. 5-13. Schematische Darstellung der Elektrodenanordnung der Valvo-Doppeltetrode QQE 06/40

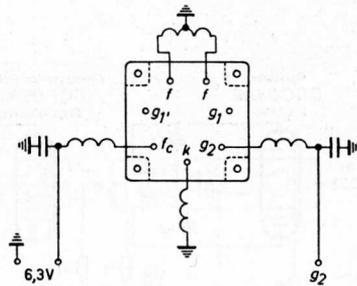


Abb. 5-14. Zweckmäßige Verdrosselung der Heiz- und Schirmgitterzuleitungen

Um einen stabilen Betriebszustand zu erreichen, genügt es, bei Frequenzen unter 150 MHz alle in Betracht kommenden Elektroden mit möglichst kurzer Leitungsführung kapazitiv zu erden mit Ausnahme des Schirmgitters, das zur Vermeidung von parasitären Schwingungen über einen Vorwiderstand ohne Abblockung gespeist werden soll. Bei Frequenzen über 150 MHz empfiehlt es sich, die Zuführungsleitungen zu den Anschlußstiften der Röhre zu verdrosseln. Wie *Abb. 5-14* wiedergibt, sind die Zuleitungen für Katode, Mittelanschluß des Heizfadens und Schirmgitter über  $\lambda/4$ -Drosseln geführt und zum Teil mit Kondensatoren von 100 pF gegen Erde abgeblockt. Zwischen den beiden Heizanschlüssen liegt (bei Heizung mit 6,3 V) ebenfalls eine  $\lambda/4$ -Drossel, über deren Mittelpunkt die Heizspannung zugeführt wird. Hierdurch wird gleichzeitig eine Verstimmung des Heizkreises gegen die Arbeitsfrequenz erreicht. Wird diese Maßnahme unterlassen oder ungenügend durchgeführt, so kann Hochfrequenz auf die Katode gelangen. Man

erkennt dies an der Änderung der Katodentemperatur, die nicht ansteigen darf, wenn die Röhre angesteuert wird. Ist das dennoch der Fall, so hat die Induktivität parallel zum Heizfaden nicht den richtigen Wert.

Bei fehlender oder unvollständiger Entkopplung des Schirmgitters können Leistungsverluste im Schirmgitter-Vorwiderstand auftreten. Es ist daher darauf zu achten, daß am Schirmgitter-Vorwiderstand keinerlei HF-Spannungen in bezug auf Masse auftreten. Sämtliche Entkopplungskondensatoren müssen mit möglichst kurzer Leitungsführung mit dem Chassis verbunden werden. Die Verwendung der Befestigungsschrauben der Röhrenfassungen als Erdungspunkte ist nicht ratsam, da hierdurch leicht unerwünschte Kopplungen auftreten können.

Das Prinzipschaltbild des Senderverstärkers zeigt *Abb. 5-15*. Die erste Röhre, eine QQC 04/15, arbeitet selbsterregt auf 143,3 MHz und ist induktiv mit einer Verdreifachstufe gekoppelt. Im Ausgangskreis der Verdreifachstufe und im Eingangskreis der Endstufe, die beide mit der QQE 06/40 bestückt sind, werden einfache Lechersysteme benutzt. Da die Resonanzfrequenz des bei kürzester Verbindung der Gitteranschlüsse sich ergebenden Eingangskreises bei 300 MHz liegt, wurden Serienkondensatoren  $C_7$  und  $C_8$  vorgesehen, die unmittelbar an den Gitteranschlüssen angeordnet sind. Die negative Gittervorspannung wird über die Mittelanzapfung einer parallelliegenden Drossel zu-

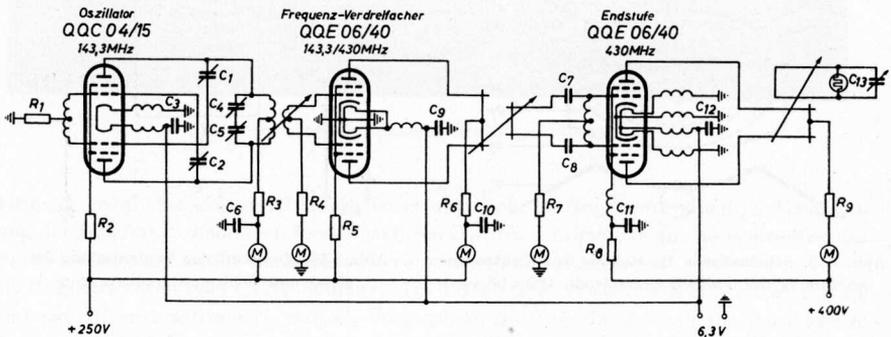


Abb. 5-15. Prinzipschaltbild eines Senderverstärkers auf 430 MHz

#### Stückliste zur Schaltung nach Abb. 5-15

$R_1 = 27 \text{ k}\Omega \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_1 = 30 \text{ pF, variabel}$	$C_8 = 5 \text{ pF, variabel}$
$R_2 = 27 \text{ k}\Omega \frac{1}{2} \text{ W}$	$C_2 = 30 \text{ pF, variabel}$	$C_9 = 100 \text{ pF}$
$R_3 = 100 \Omega \frac{1}{4} \text{ W}$	$C_3 = 100 \text{ pF}$	$C_{10} = 100 \text{ pF}$
$R_4 = 50 \text{ k}\Omega \frac{1}{2} \text{ W}$	$C_4 = 10 \text{ pF, variabel}$	$C_{11} = 100 \text{ pF}$
$R_5 = 25 \text{ k}\Omega 2 \text{ W}$	$C_5 = 10 \text{ pF, variabel}$	$C_{12} = 100 \text{ pF}$
$R_6 = 100 \Omega \frac{1}{2} \text{ W}$	$C_6 = 100 \text{ pF}$	$C_{13} = 5 \text{ pF, variabel}$
$R_7 = 10 \text{ k}\Omega \frac{1}{2} \text{ W}$	$C_7 = 5 \text{ pF, variabel}$	
$R_8 = 25 \text{ k}\Omega 2 \text{ W}$		
$R_9 = 100 \Omega \frac{1}{2} \text{ W}$		

geführt. Diese Lösung hat sich bei induktiver Kopplung mit der Vorstufe als sehr zweckmäßig erwiesen, zumal dann keine weiteren Zuführungen zu dem Lechersystem mehr erforderlich sind.

Zu der Röhre werden Anodenanschlußklemmen (Code-Nr. 40623) geliefert, an die bei Frequenzen unter 300 MHz flexible Anodenzuleitungen in üblicher Weise angeschlossen werden können. Diese Klemmen dienen dank ihrer verhältnismäßig großen Oberfläche gleichzeitig zur Kühlung der Anodendurchführungen (Abb. 5-16a). Bei Frequenzen über 300 MHz wird der Anodenkreis zweckmäßigerweise als Lechersystem ausgebildet; in diesem Fall können die Anschlußklemmen leicht durch je ein Kupferrohr geeigneter Abmessung ( $6 \times 8$  mm) verlängert werden (Abb. 5-16b). Die Abstimmung erfolgt dann mit einem Kurzschlußschieber nach Art von Abb. 5-17. Es empfiehlt sich, die Rohre und den Schieber zu versilbern.

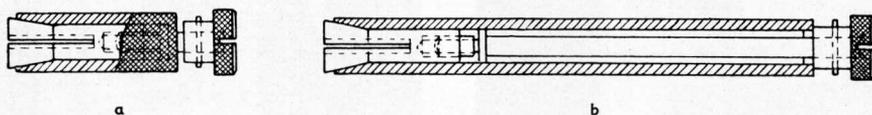


Abb. 5-16. (a) normaler, (b) durch Kupferrohr verlängerter Anodenanschluß der QQE 06/40

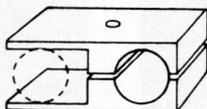


Abb. 5-17. Zweckmäßige Form des Kurzschlußschiebers

Da die Verluste durch Abstrahlungen bei hohen Frequenzen recht beträchtlich sind, ist das gesamte Gerät gut abzuschirmen (Abb. 5-18 und 5-19). Die Betriebseinstellungen der einzelnen Stufen sind den für die Röhren publizierten Daten zu entnehmen. Die Angaben über die Steuerleistung  $W_{ij}$  enthalten noch nicht die Kreisverluste. Daher muß zum Beispiel mit einer zur Aussteuerung der Endstufe tatsächlich benötigten Leistung von etwa 8 W gerechnet werden. Diese Leistung ist durch die Verdreifachstufe bereits in einer reduzierten Betriebseinstellung erreichbar. Die effektive Steuerleistung dieser Stufe ist etwa 5 W; sie kann leicht von der Gegentakt-Oszillatorstufe geliefert werden, die mit der direkt geheizten Doppeltetrode QQC 04/15 bestückt ist.

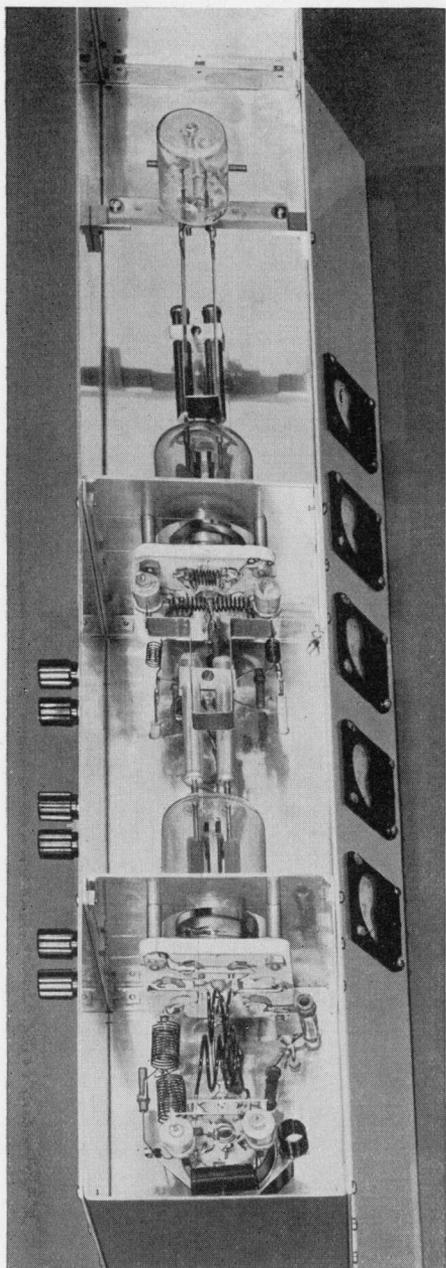


Abb. 5-18. Ansicht des Senderverstärkers  
nach Abb. 5-15 (Eingang)

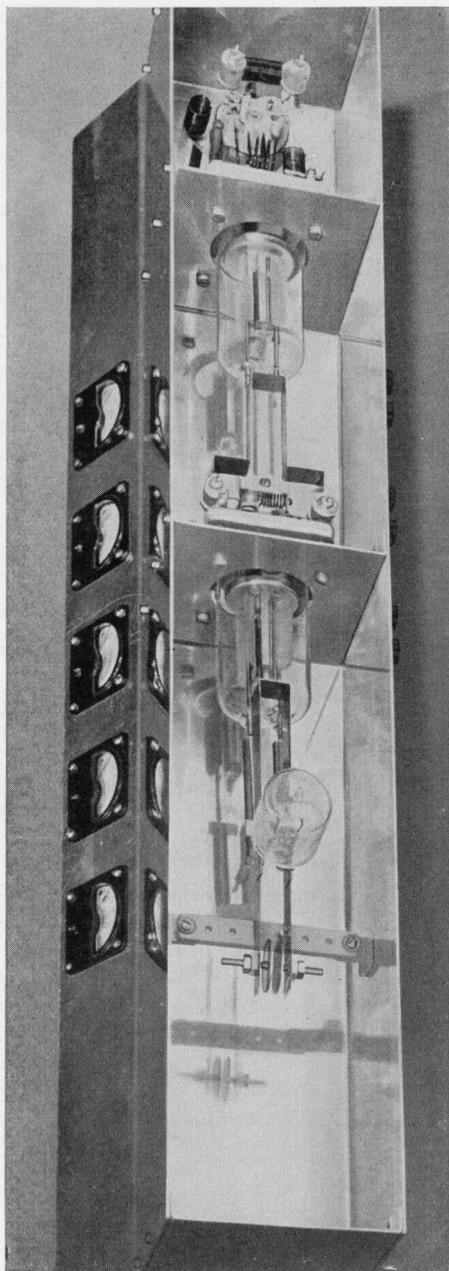


Abb. 5-19. Ansicht des Senderverstärkers  
nach Abb. 5-15 (Ausgang)

## 250-Watt-HF-Verstärker

Wie der in *Abb. 5-10* dargestellte Gegentaktverstärker, so ist auch der HF-Verstärker, dessen Schaltbild *Abb. 5-20* wiedergibt, ursprünglich für Amateurzwecke entwickelt worden und hat demnach einen Umschalter zum Frequenzwechsel auf das 3,75-MHz-, 7,5-MHz-, 15-MHz-, 20-MHz- und 30-MHz-Band. Durch geringe Änderungen kann der Verstärker jedoch für industrielle oder elektromedizinische Zwecke brauchbar gemacht werden, so daß auf seine Beschreibung hier nicht verzichtet werden soll. Die Ausgangsleistung ist etwa 250 W. Zur Ansteuerung sind dabei weniger als 5 W erforderlich.

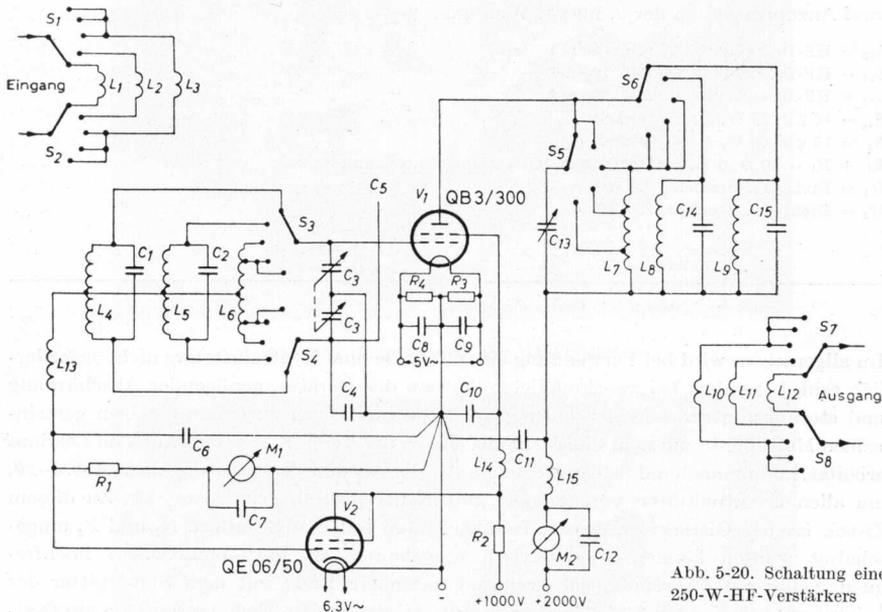


Abb. 5-20. Schaltung eines 250-W-HF-Verstärkers

## Stückliste zur Schaltung nach Abb. 5-20

$C_1 = 100 \text{ pF } 750 \text{ V}$	$C_6 = 2200 \text{ pF } 1000 \text{ V}$	$C_{11} = 2200 \text{ pF } 2500 \text{ V}$
$C_2 = 50 \text{ pF } 750 \text{ V}$	$C_7 = 2200 \text{ pF } 1000 \text{ V}$	$C_{12} = 2200 \text{ pF } 1000 \text{ V}$
$C_3 = 2 \times 64 \text{ pF } 300 \text{ V, variabel}$	$C_8 = 2200 \text{ pF } 1000 \text{ V}$	$C_{13} = 100 \text{ pF } 2500 \text{ V, variabel}$
$C_4 = 10 \text{ pF } 300 \text{ V}$	$C_9 = 2200 \text{ pF } 1000 \text{ V}$	$C_{14} = 47 \text{ pF } 2500 \text{ V}$
$C_5 = \text{Neutralisationskapazität}$	$C_{10} = 2200 \text{ pF } 2500 \text{ V}$	$C_{15} = 47 \text{ pF } 2500 \text{ V}$
$L_1 = \text{Koppelspule, } 2 \text{ Wdg., Kupferdraht von } 0,3 \text{ mm } \varnothing$		
$L_2 = \text{Koppelspule, } 1 \text{ Wdg., Kupferdraht von } 0,3 \text{ mm } \varnothing$		
$L_3 = \text{Koppelspule, } 1 \text{ Wdg., Kupferdraht von } 0,3 \text{ mm } \varnothing$		
$L_4 = \text{Gitterspule, } 38 \text{ Wdg., Kupferdraht von } 0,3 \text{ mm } \varnothing, \text{ Spule von } 23 \text{ mm } \varnothing \text{ und } 30 \text{ mm Länge}$		
$L_5 = \text{Gitterspule, } 21 \text{ Wdg., Kupferdraht von } 0,3 \text{ mm } \varnothing, \text{ Spule von } 23 \text{ mm } \varnothing \text{ und } 18 \text{ mm Länge}$		
$L_6 = \text{Gitterspule, } 19 \text{ Wdg., Kupferdraht von } 0,3 \text{ mm } \varnothing, \text{ Spule von } 23 \text{ mm } \varnothing \text{ und } 30 \text{ mm Länge}$		

Die Koppelspulen  $L_1 \dots L_3$  sind jeweils auf die entsprechenden Gitterspulen  $L_4 \dots L_6$  gewickelt, letztere mit Mittelanzapfung versehen;  $L_6$  hat außerdem beiderseits je eine Anzapfung an der 5. Windung.

- $L_7$  = Anodenspule, 8 Wdg., Kupferrohr von  $3 \times 4$  mm  $\varnothing$ , Spule von 45 mm  $\varnothing$  und 60 mm Länge  
 $L_8$  = Anodenspule, 14 Wdg., Kupferrohr von  $3 \times 4$  mm  $\varnothing$ , Spule von 60 mm  $\varnothing$  und 70 mm Länge  
 $L_9$  = Anodenspule, 25 Wdg., Kupferdraht von 2 mm  $\varnothing$ , Spule von 60 mm  $\varnothing$  und 100 mm Länge  
 $L_{10}$  = Koppelspule, 2 Wdg., Kupferdraht von 2 mm  $\varnothing$   
 $L_{11}$  = Koppelspule, 2 Wdg., Kupferdraht von 2 mm  $\varnothing$   
 $L_{12}$  = Koppelspule, 3 Wdg., Kupferdraht von 2 mm  $\varnothing$

Die Koppelspulen  $L_{10} \dots L_{12}$  sind jeweils eng mit den unteren Enden der entsprechenden Anodenspulen  $L_7 \dots L_9$  gekoppelt (siehe *Abb. 5-21*).  $L_7$  hat außerdem am unteren Ende zwei Anzapfungen an der 2. und 4. Windung.

- $L_{13}$  = HF-Drosselspule, 2,5 mH 50 mA  
 $L_{14}$  = HF-Drosselspule, 2,5 mH 100 mA  
 $L_{15}$  = HF-Drosselspule, 1 mH 300 mA  
 $R_1$  = 16 k $\Omega$  25 W, drahtgewickelt  
 $R_2$  = 16 k $\Omega$  60 W, drahtgewickelt  
 $R_3 + R_4$  = 10  $\Omega$  6 W, drahtgewickelt, mit variabler Mittelanzapfung  
 $M_1$  = Drehspulinstrument, 15 mA  
 $M_2$  = Drehspulinstrument, 250 mA

Im allgemeinen wird bei Verwendung einer Tetrode eine Neutralisierung nicht erforderlich sein, besonders bei zweckmäßigem Aufbau des Gerätes, genügender Abschirmung und sternförmiger Zusammenführung aller Masseleitungen zu einem einzigen gemeinsamen Massepunkt auf dem Chassis. Falls jedoch der Verstärker gelegentlich im Leerlauf arbeitet, kann manchmal Selbsterregung auftreten, so daß die Schaltung nach *Abb. 5-20*, um allen Eventualitäten vorzubeugen, mit Neutralisation ausgerüstet ist. Zu diesem Zweck ist der Gitterkreis, dessen Induktivitäten mit den Schaltern  $S_3$  und  $S_4$  umgeschaltet werden können, symmetrisch aufgebaut. Der Mittelpunkt liegt hochfrequenzmäßig auf Massepotential, während das obere Ende mit dem Steuergitter der Leistungsröhre  $V_1$  (QB 3/300) verbunden ist. An das untere Ende ist dagegen ein flexibles Drahtstück von etwa 5 cm Länge angeschlossen, das durch den Glaskolben der Röhre hindurch mit der Anode die Neutralisationskapazität  $C_5$  bildet. Dieses Drahtstück ist auf *Abb. 5-21*, die den Chassisaufbau des Verstärkers zeigt, deutlich zu erkennen. Zur Kompensation der Eingangskapazität der Röhre, die den Gitterkreis masseunsymmetrisch belasten würde, ist der Kondensator  $C_4$  vorgesehen.

Die Gittervorspannung der Leistungsröhre wird automatisch durch den den Widerstand  $R_1$  durchfließenden Gitterstrom erzeugt, der als Folge der Ansteuerung auftritt. Da in diesem Fall die Gefahr besteht, daß bei Ausbleiben der Ansteuerung die Grenzwerte der Schirmgitter- und Anodenverlustleistung überschritten werden, ist zum Schutz der Leistungsröhre eine weitere Röhre  $V_2$  vorgesehen, deren Steuergitter gleichstrommäßig mit dem Steuergitter von  $V_1$  verbunden ist und deren Anode auf dem Potential des Schirmgitters liegt. Wenn nun die HF-Steuerspannung wegbleiben sollte, dann wird die

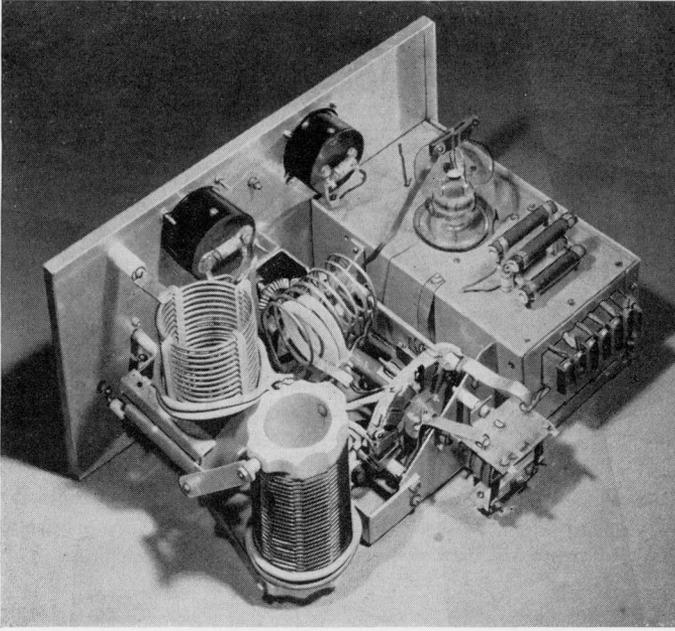


Abb. 5-21. Chassisansicht des HF-Verstärkers

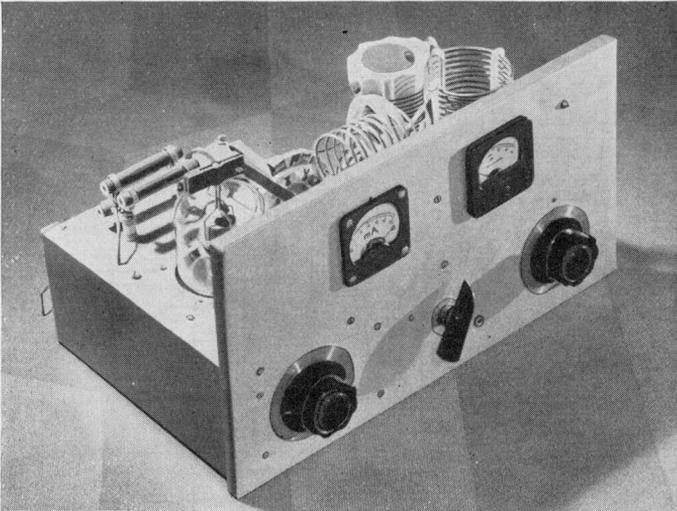


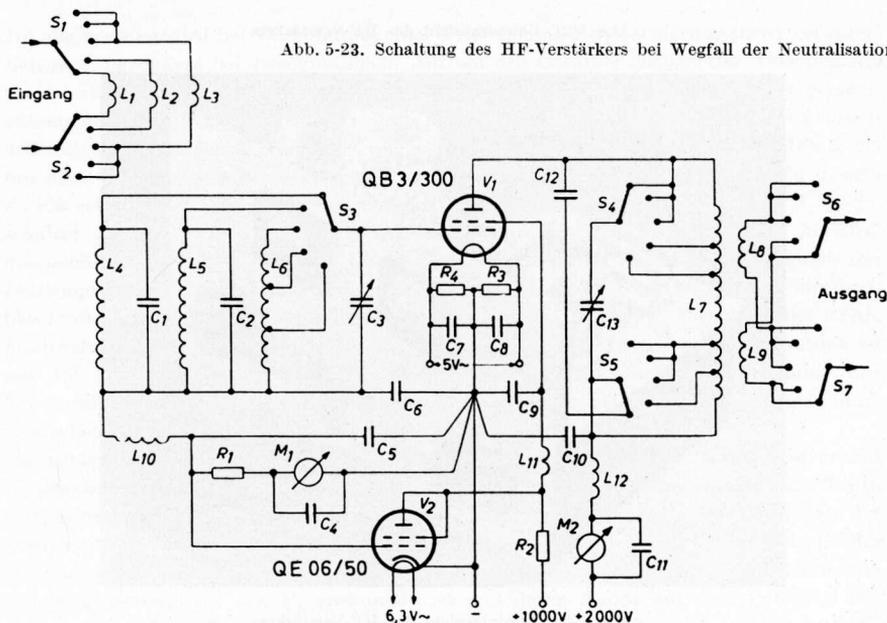
Abb. 5-22. Vorderansicht des HF-Verstärkers

Gitterspannung von  $V_2$  Null, und es fließt Anodenstrom, der an  $R_2$  einen Spannungsabfall hervorruft und damit die Schirmgitterspannung von  $V_1$  stark reduziert. Hierdurch ist sichergestellt, daß die Leistungsröhre vor Überbelastung geschützt wird.

Den Wechsel des Frequenzbandes ermöglichen die Umschalter  $S_1 \dots S_8$ , die mechanisch gekuppelt sind (siehe *Abb. 5-21*). Die gitterseitigen Umschalter  $S_1 \dots S_4$  liegen innerhalb des abgeschirmten Chassisteils, während die Schalter  $S_5 \dots S_8$ , die in Anbetracht der nicht unerheblichen Ströme im Anodenkreis wesentlich kräftiger dimensioniert sind, unabgeschirmt neben den Anodenspulen angeordnet werden. In *Abb. 5-20* ist die Position für das 3,75-MHz-Band gezeichnet.

Die Frontansicht des Gerätes zeigt *Abb. 5-22*. In der Mitte ist der Frequenzbereichumschalter, links der Drehkondensator  $C_3$  des Gitterkreises und rechts der Drehkondensator  $C_{13}$  des Anodenkreises. Ferner sind zwei Milliampereometer für die Kontrolle des Gitter- und Anodenstroms vorhanden.

Für den Fall, daß ein Betrieb des Verstärkers im Leerlauf nicht vorkommt, kann auf die Neutralisation der Leistungsröhre verzichtet werden. Das Schaltbild vereinfacht sich dann gemäß *Abb. 5-23*. Da der Gitterkreis nunmehr masseunsymmetrisch aufgebaut werden kann, wird ein Umschalter eingespart. Unabhängig hiervon zeigt *Abb. 5-23* eine geringe Modifikation des Anodenkreises. Durch Verwendung einer einzigen Anodenspule mit Anzapfungen werden, besonders in den beiden oberen Frequenzbändern, günstigere  $L/C$ -Verhältnisse und dementsprechende Kreisgüten erreicht.



## Stückliste zur Schaltung nach Abb. 5-23

$C_1 = 80 \text{ pF } 750 \text{ V}$	$C_6 = 2200 \text{ pF } 1000 \text{ V}$	$C_{10} = 2200 \text{ pF } 2500 \text{ V}$
$C_2 = 40 \text{ pF } 750 \text{ V}$	$C_7 = 2200 \text{ pF } 1000 \text{ V}$	$C_{11} = 2200 \text{ pF } 1000 \text{ V}$
$C_3 = 100 \text{ pF } 300 \text{ V, variabel}$	$C_8 = 2200 \text{ pF } 1000 \text{ V}$	$C_{12} = 80 \text{ pF } 2500 \text{ V}$
$C_4 = 2200 \text{ pF } 1000 \text{ V}$	$C_9 = 2200 \text{ pF } 2500 \text{ V}$	$C_{13} = 100 \text{ pF } 2500 \text{ V, variabel}$
$C_5 = 2200 \text{ pF } 1000 \text{ V}$		

- $L_1 =$  Koppelspule, 2 Wdg., Kupferdraht von 0,3 mm  $\varnothing$   
 $L_2 =$  Koppelspule, 1 Wdg., Kupferdraht von 0,3 mm  $\varnothing$   
 $L_3 =$  Koppelspule, 1 Wdg., Kupferdraht von 0,3 mm  $\varnothing$   
 $L_4 =$  Gitterspule, 38 Wdg., Kupferdraht von 0,3 mm  $\varnothing$ , Spule von 23 mm  $\varnothing$  und 30 mm Länge  
 $L_5 =$  Gitterspule, 20 Wdg., Kupferdraht von 0,3 mm  $\varnothing$ , Spule von 23 mm  $\varnothing$  und 25 mm Länge  
 $L_6 =$  Gitterspule, 10 Wdg., Kupferdraht von 0,3 mm  $\varnothing$ , Spule von 23 mm  $\varnothing$  und 20 mm Länge

Die Koppelspulen  $L_1 \dots L_3$  sind jeweils auf die unteren Enden der entsprechenden Gitterspulen  $L_4 \dots L_6$  gewickelt.  $L_6$  hat zwei Anzapfungen an der 6. und 8. Windung, vom unteren Ende gerechnet.

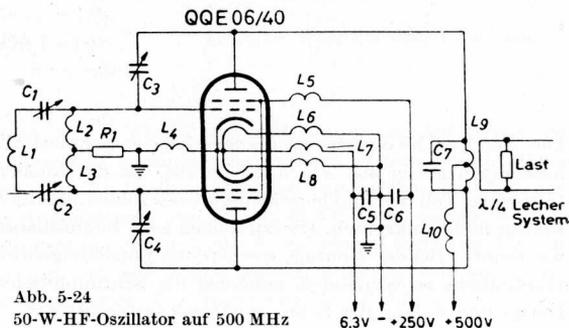
- $L_7 =$  Anodenspule, 25 Wdg., Kupferdraht von 2 mm  $\varnothing$ , Spule von 60 mm  $\varnothing$  und 100 mm Länge  
 $L_8 =$  Koppelspule, 1 Wdg., Kupferdraht von 2 mm  $\varnothing$   
 $L_9 =$  Koppelspule, 3 Wdg., Kupferdraht von 2 mm  $\varnothing$

Die Koppelspule  $L_8$  ist eng mit dem oberen Ende von  $L_7$ , die Koppelspule  $L_9$  dagegen eng mit dem unteren Ende von  $L_7$  gekoppelt. Die Anodenspule  $L_7$  hat vier Anzapfungen an der 11., 19., 20,5. und 22. Windung, vom unteren Ende gerechnet.

- $R_1 = 16 \text{ k}\Omega \text{ } 25 \text{ W, drahtgewickelt}$   
 $R_2 = 16 \text{ k}\Omega \text{ } 60 \text{ W, drahtgewickelt}$   
 $R_3 + R_4 = 10 \Omega \text{ } 6 \text{ W, drahtgewickelt mit variabler Mittelanzapfung}$   
 $M_1 =$  Drehspulinstrument, 15 mA  
 $M_2 =$  Drehspulinstrument, 250 mA

## 50-Watt-HF-Oszillator auf 500 MHz

Mit der *Valvo*-Doppeltetrode QQE 06/40 ist es möglich, auf einfache Weise einen Oszillator auf 500 MHz aufzubauen, der eine Nutzleistung von etwa 40...50 W, je nach den Anpassungsverhältnissen, abzugeben vermag. Abb. 5-24 zeigt das Prinzipschaltbild. Die Gitterspule  $L_1$  wird durch einen kurzen Kupferstreifen gebildet, die Gitterkapazität durch die Gitterkatoden-Kapazitäten der beiden Röhrensysteme. Da die gitterseitige Kurzschlußfrequenz der QQE 06/40 jedoch unterhalb von 500 MHz liegt, sind zwei Verkürzungskondensatoren  $C_1, C_2$  (10 pF) vorgesehen. Die Gittervorspannungserzeugung erfolgt



automatisch durch den infolge des Gitterstroms an  $R_1$  (25 k $\Omega$ ) entstehenden Spannungsabfall. Die Zuführung zu den Gittern geschieht über zwei HF-Drosseln  $L_2, L_3$ . Die Zuleitungen für Anoden-, Schirmgitter- und Heizspannung sind gleichermaßen verdrosselt.

Abb. 5-25 stellt halbschematisch den zweckmäßigsten Aufbau des Oszillators dar. Die zur Herstellung der Rückkopplung dienenden Kondensatoren  $C_3, C_4$  werden aus zwei Kupferstreifen, die beiderseitig an die Gitteranschlüsse der Fassung gelötet sind, und den Anodenblechen der beiden Röhrensysteme gebildet. Der Querschnitt der Streifen ist etwa  $0,5 \times 10$  mm. Durch stärkeres An- oder Abbiegen kann der Grad der Rückkopplung optimal eingestellt werden. Die Länge der Streifen sollte etwa 50 mm nicht überschreiten, um den Phasenwinkel des Rückkopplungsfaktors nicht ungünstig zu beeinflussen.

Der die Gitterkreisinduktivität  $L_1$  darstellende Kupferstreifen muß so kurz wie möglich sein. Sein Querschnitt ist gleichfalls  $0,5 \times 10$  mm.

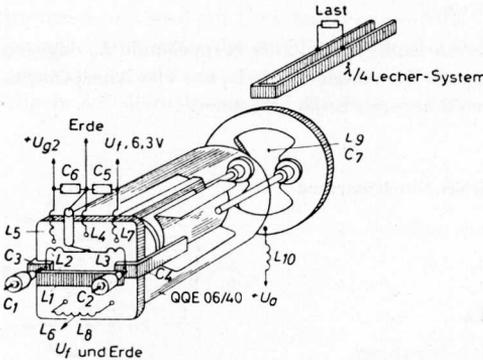


Abb. 5-25. Halbperspektivische Darstellung des zweckmäßigsten Aufbaus des Oszillators

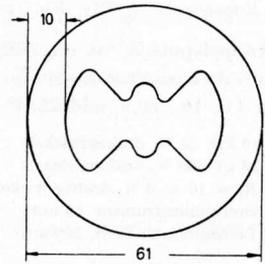


Abb. 5-26  
Abmessungen des Schmetterlingskreises

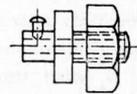


Abb. 5-27. Zweckmäßige Formgebung der Anodenschraubanschlüsse

Der Anodenschwingkreis ist als sogenannter Schmetterlingskreis ausgebildet. Seine Abmessungen gehen aus Abb. 5-26 hervor. Da die Anoden nebst Zuleitungsstiften ebenfalls einen Teil des Anodenschwingkreises bilden, ist die Befestigung des Schmetterlingskreises nicht unkritisch. Hierzu dienen zwei Schraubanschlüsse, deren Gestalt Abb. 5-27 wiedergibt. Bei der Montage werden, um unzulässige mechanische Beanspruchungen des Glaskolbens zu vermeiden, zunächst die Schraubanschlüsse auf den Anodenstiften befestigt und sodann der Schmetterlingskreis aufgesetzt.

Sämtliche Drosseln bestehen aus Kupferdraht von 0,8 mm  $\varnothing$ . Die Drahtlänge jeder Drossel ist  $\lambda/4 = 15$  cm ( $\lambda/4$ -Drossel), die Größe der Verblockungskondensatoren 200 pF.

Bei der erstmaligen Inbetriebnahme des Oszillators ist die Symmetrie des Gitterkreises durch Messung des Gitterstroms je Röhrensystem (etwa 3 mA) zu kontrollieren. Unsymmetrien können durch Verändern von  $C_1$  oder  $C_2$  ausgeglichen werden. Zur Durchführung der Messung wird der gemeinsame Gitterwiderstand  $R_1$  durch zwei getrennte Widerstände von je 50 k $\Omega$  ersetzt.

Die HF-Leistung wird über eine bandförmige Lecherleitung ausgekoppelt. Um Strahlungsverluste zu vermeiden, muß das gesamte Gerät sorgfältig abgeschirmt werden.

### Radiofonde

Die nachstehend beschriebene Radiofonde arbeitet mit einer Frequenz von 395 MHz und benutzt eine Röhre EC 81. In Abb. 5-28 ist die Schaltung des einfachen Gerätes schematisch dargestellt. Als Schwingkreis dient eine verkürzte  $\lambda/2$ -Lecherleitung, die auf der einen Seite mit der Gitter-Anoden-Kapazität der Röhre, auf der anderen Seite mit einer kleinen Abschlußkapazität belastet ist. Die Leitung ist halbkreisförmig abgebogen, um den in der Mitte gelegenen Spannungsknoten näher an den Katodenanschluß der Röhre heranzubringen. Zwischen diesen Punkten liegt nämlich eine Spule mit bestimmter Induktivität, die zusammen mit der Zuleitungsinduktivität der Katode den Grad der Rückkopplung bestimmt. Sie ist doppeldräftig ausgebildet, um die Heizspannung für die Kathode zuführen zu können. Als Antenne dient ein  $\lambda/2$ -Dipol, der auf den Anodenanschluß gesetzt wird. Die Frequenz läßt sich innerhalb eines Bereichs von  $\pm 5\%$  durch Variation des Abstandes der Lecherdrähte in der Nähe des Spannungsknotens verändern.

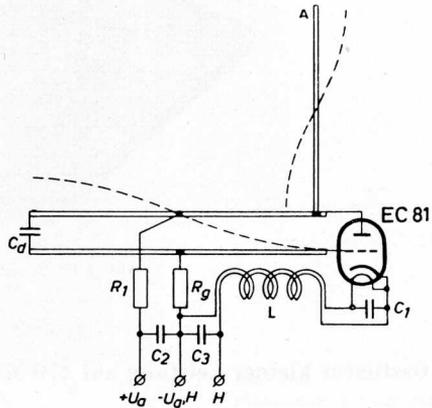


Abb. 5-28. Schaltbild einer Radiofonde

Die Rückkopplungsspule besteht aus 6 Windungen mit doppeltem Lackdraht von 0,6 mm  $\varnothing$ . Der Windungsdurchmesser ist 5 mm, die Spulenlänge 10 mm. Durch geringe Änderungen der Spulengeometrie ist die Rückkopplung so einzustellen, daß bei einer Speisespannung von 100 V ein Anodenstrom von 35 mA fließt. Das Lechersystem besteht aus zwei parallelen Messingstäben von je 3 mm  $\varnothing$  und einer Länge von 130 mm, deren Abstand voneinander 10 mm ist. Die Stäbe werden einseitig halbkreisförmig mit 10 mm Krümmungsradius abgebogen. Zur Halterung der Röhre ist eine kera-

mische Fassung zu verwenden. Der Antennenstab hat eine Länge von 300 mm bei 2...3 mm  $\varnothing$ . Daten der Einzelteile:

$$\begin{aligned} C_1 = C_2 = C_3 &= 1000 \text{ pF} \pm 50\%, \text{ Keramik} \\ C_d &= 3,3 \text{ pF, Keramik} \\ R_g &= 1 \text{ k}\Omega \text{ } \frac{1}{8} \text{ W} \\ R_1 &= 30 \Omega \text{ } \frac{1}{8} \text{ W} \end{aligned}$$

Abb. 5-29 zeigt den Aufbau des fertigen Gerätes.

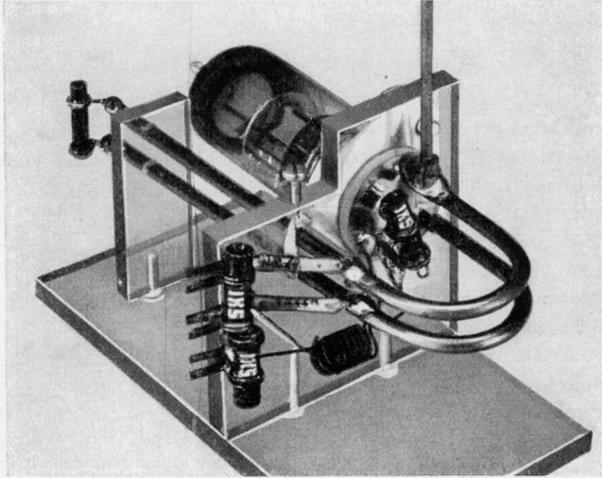


Abb. 5-29. Ansicht der Radiosonde

### Oszillator kleiner Leistung auf 470 MHz

Der im folgenden beschriebene Oszillator enthält gleichfalls eine EC 81. Die recht einfache Prinzipschaltung zeigt Abb. 5-30, während Abb. 5-31 den Aufbau des kleinen Gerätes wiedergibt. Die Schwingkreisinduktivität ( $L_1$ ) wird durch einen gebogenen Blechstreifen gebildet. Durch den als Verkürzungskapazität wirkenden Trimmer  $C_1$  kann die Frequenz des Oszillators im Bereich von etwa 460...480 MHz eingestellt werden. Sämtliche Zuleitungen sind durch  $\lambda/4$ -Drosseln und durch Verblockungskondensatoren gegen die Hochfrequenz verriegelt. Die Nutzleistung wird mit einer kleinen Drahtschleife ( $L_2$ ) ausgekoppelt, die an einem 60- $\Omega$ -Kabel angeschlossen ist. Die Formgebung der Drahtschleife und ihr Abstand von der Schwingkreisschleife  $L_1$  sind zur Erreichung optimaler Anpassungsverhältnisse wesentlich. Die erzielbare Ausgangsleistung ist rund 1,5 W.

$$C_1 = 10 \text{ pF (variabel)}, R_g = 5 \text{ k}\Omega.$$

Abb. 5-30. Prinzipschaltung eines Oszillators kleiner Leistung auf 470 MHz

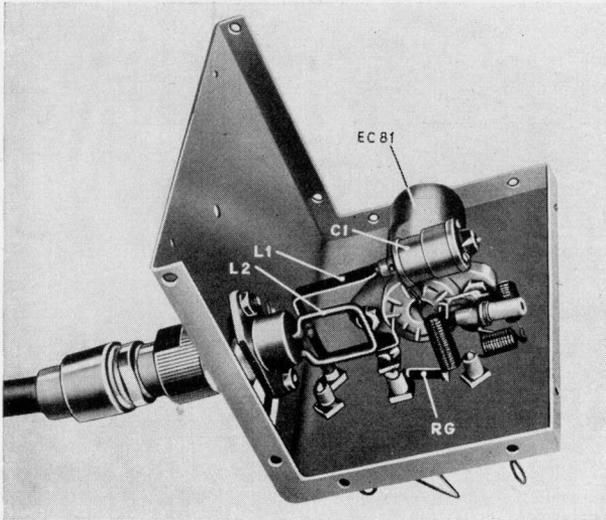
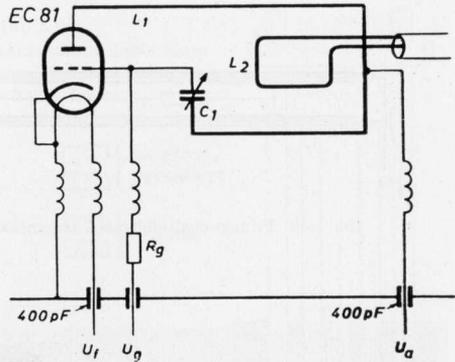


Abb. 5-31  
Praktischer Aufbau des Oszillators

## Gegentakt-Oszillator auf 470 MHz

Abb. 5-32 und 5-33 zeigen das Prinzipschaltbild und den Aufbau eines Gegentakt-Oszillators mit zwei Röhren EC 81. Der Gitterkreis besteht aus einem Lechersystem, das aus zwei Kupferrohren von 5 mm  $\varnothing$  gebildet wird. Im Inneren der Rohre sind die Zuleitungsdrähte für die Heizung. Die Schwingkreisinduktivität besteht aus einem geschlitzten Blechstreifen, der U-förmig gebogen ist. Die erreichbare Ausgangsleistung ist rund 4 W.

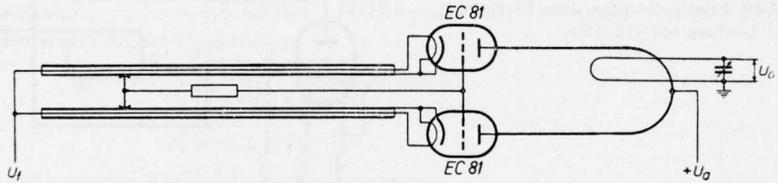


Abb. 5-32. Prinzipschaltbild eines Gegentaktoszillators kleiner Leistung auf 470 MHz

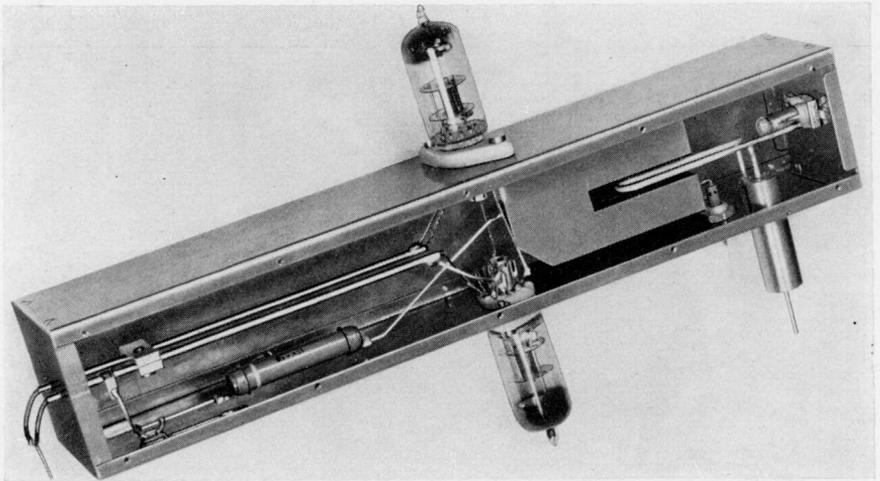


Abb. 5-33. Zweckmäßiger Aufbau des Oszillators

### Oszillator mit EC 55 für 750 ...1250 MHz

Die Scheibentriode *Valvo* EC 55 ermöglicht dank ihres besonderen Aufbaus die Erzeugung von Frequenzen oberhalb 1000 MHz. *Abb. 5-34* zeigt schematisch die Konstruktion der Röhre. Gitter und Anode sind scheibenförmig aus dem Glaskolben ausgeführt, wodurch minimale Zuleitungsinduktivitäten erreicht werden. Überdies wirkt das Gitter mit der mit ihm verbundenen Scheibe als Schirm zwischen Eingangs- und Ausgangskreis, so daß unerwünschte Kopplungen kleingehalten werden können. Die Katodenzuleitungen sind koaxial ausgeführt. Die Röhre eignet sich somit ausgezeichnet zum Einbau in Schaltungen mit koaxial angeordneten Gitter- und Anodenkreisen.

Abb. 5-35  
Längsschnitt durch einen  
koaxialen Oszillatorkaufbau  
mit der Röhre EC 55

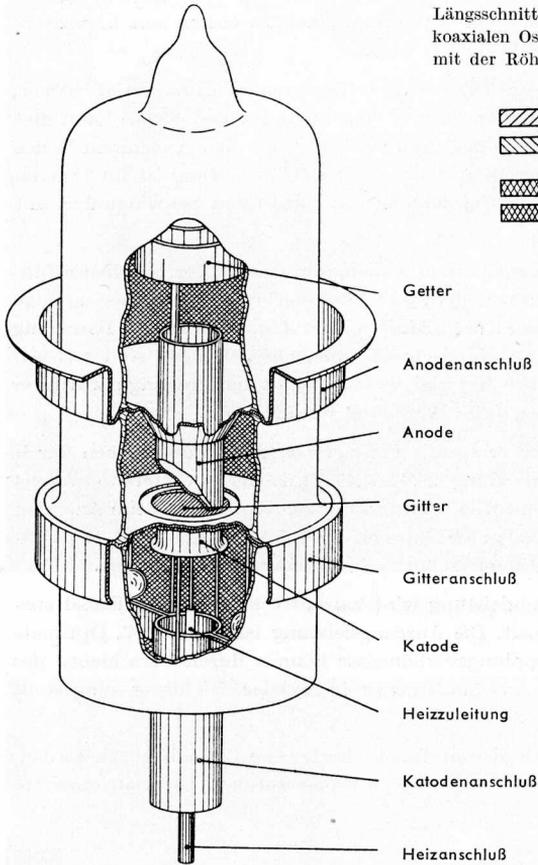
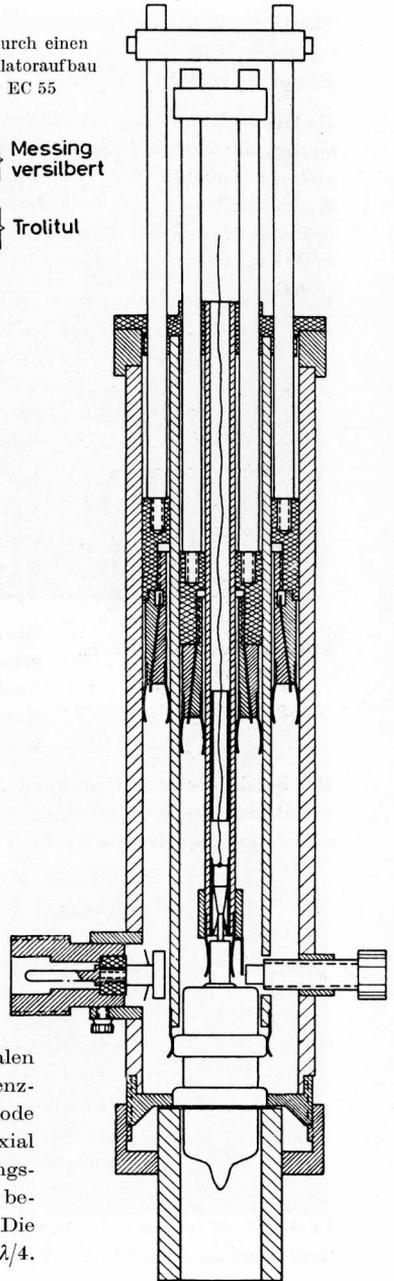


Abb. 5-34  
Ansicht des Aufbaus der Valco-Scheibentriode  
EC 55

Abb. 5-35 stellt den Längsschnitt durch einen koaxialen Oszillatorkaufbau dar. Die Anode ist hierbei hochfrequenzmäßig geerdet (Anodenbasisschaltung). Der zwischen Anode und Gitter befindliche Schwingkreis umschließt koaxial den zwischen Gitter und Katode angeordneten Eingangskreis. Beide Kreise sind Koaxialleitungen, die durch bewegliche Kurzschlußschieber abgeschlossen werden. Die Länge der Leitungen ist in abgestimmtem Zustand etwa  $\lambda/4$ .



Zur Herstellung der Rückkopplung ragt ein mit einer Schraube in Längsrichtung verstellbarer Stift durch eine Öffnung in den Gitterkreis hinein, wodurch eine kapazitive Kopplung zwischen Anode und Katode erzeugt wird.

Da Gitter, Katode und Anode der Röhre verschiedene Gleichspannungspotentiale haben, sind in die Kurzschlußschieber Trennkapazitäten eingebaut. Im Bedarfsfall kann dies zusätzlich auch in der Nähe der Anode der Röhre erfolgen, um den Außenmantel des Koaxialaufbaus gleichstrommäßig erden zu können. Die Heizzuleitung ist im Inneren des Katodenrohres angeordnet und zur Vermeidung von parasitären Schwingungen mit zwei Kapazitäten verblockt.

Die Koaxialleitungen bestehen aus versilbertem Messingrohr, die an der Scheibenzuführung des Gitters anliegenden Kontaktfedern aus Phosphorbronze. Die zweckmäßige Form der Kontaktfedern zeigt *Abb. 5-36*. Die zur Bewegung der Kurzschlußschieber dienenden Stangen sind aus isolierendem Material, da andernfalls die Erregung parasitärer Schwingungen begünstigt werden kann.

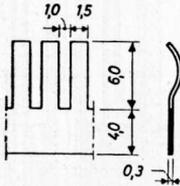


Abb. 5-36. Zweckmäßige Form der Kontaktfedern

Die sich erregende Frequenz wird im wesentlichen durch die Einstellung des äußeren Schiebers im Gitteranodenkreis bestimmt. Die höchste Frequenz ergibt sich beim Anschlag des äußeren Schiebers an den Rückkopplungsstift, die niedrigste Frequenz durch die gewählte Leitungslänge.

Die Nutzleistung wird kapazitiv über ein HF-Kabel ausgekoppelt. Die Ausgangsleistung ist etwa 2 W. Optimale Auskoppelungsverhältnisse können durch Verschieben des Kabel-Anschlußstückes in axialer Richtung eingestellt werden.

Der beschriebene Aufbau kann auch als impulsmodulierter Oszillator benutzt werden, wobei man der Katode negative Impulse von  $4 \mu\text{s}$  Dauer zuführt. Die Betriebswerte sind dann beispielsweise wie folgt:

Frequenz	1000 MHz
Anodenspannung (Impulsspitze)	1300 V
Anodenspannung, Mittelwert je Impuls	950 V
Anodenstrom, Mittelwert je Impuls	435 mA
Einschaltdauer	1,6%
Anodenverlustleistung (Mittelwert)	4,5 W
HF-Ausgangsleistung	
Impulsspitzenleistung	225 W
Mittelwert je Impuls	165 W
Wirkungsgrad	36 %

In *Abb. 5-37* ist der vollständige Aufbau gezeigt, während *Abb. 5-38* die Einzelteile des Oszillators im demontierten Zustand wiedergibt.

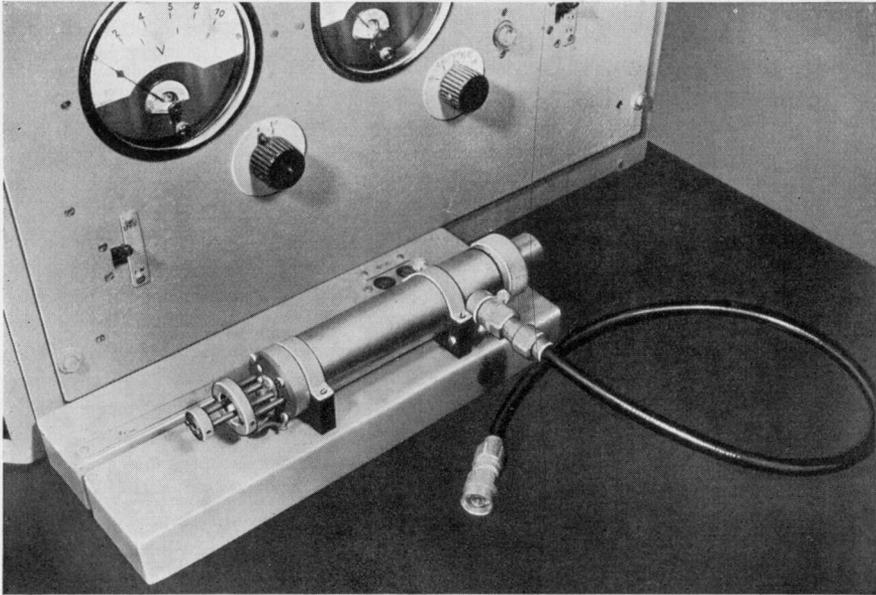


Abb. 5-37. Ansicht des Oszillators

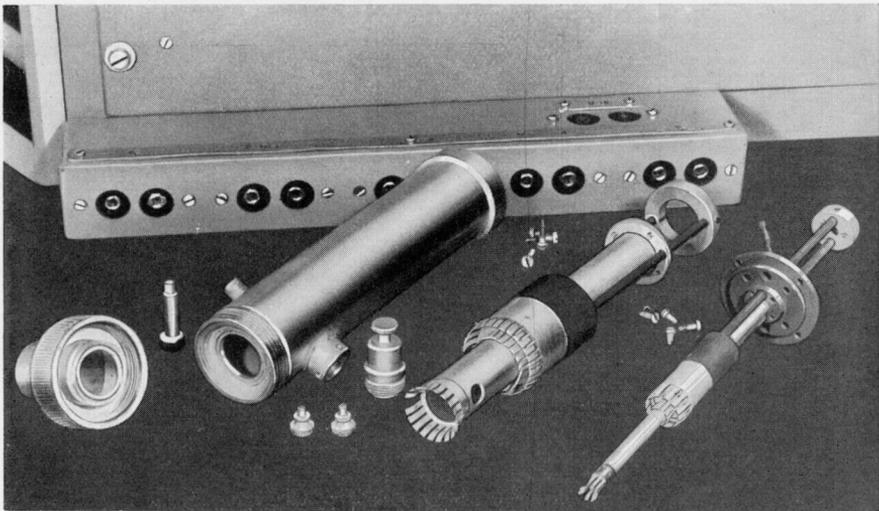


Abb. 5-38. Darstellung der Einzelteile des Oszillators

## 3-kW-Generator auf 220 MHz [20]

Ein verhältnismäßig einfacher selbsterregter Generator auf 220 MHz läßt sich mit der Valvo-Außenanodentriode TBL 6/6000 aufbauen. Die Röhre arbeitet in Gitterbasisschaltung, die schematisch in *Abb. 5-39* wiedergegeben ist. Der Eingangskreis liegt zwischen Katode und Gitter, der Ausgangskreis zwischen Gitter und Anode. Die scheibenförmig ausgebildete Gitterzuleitung der Röhre, die außen in eine runde Platte (*K* in *Abb. 5-40*) übergeht, dient als Abschirmung zwischen den beiden Kreisen. Die Rückkopplung wird durch die Kapazität zwischen Anode und Katode gebildet. Da die Röhrenkapazität allein nicht ausreichend ist, wird sie durch eine Zusatzkapazität  $C_1$  künstlich vergrößert. Der Aufbau des Generators ist konzentrisch; der Ausgangskreis ist im einzelnen in *Abb. 5-40* wiedergegeben und besteht aus einem Hohlraumresonator  $a$ , der durch den konzentrischen kapazitiven  $\lambda/4$ -Schieber  $p_a$  abgestimmt wird.  $A$  ist das innere Rohr des Resonators, das an seinem oberen Ende eine Ausdrehung zur Aufnahme des

Radiators der Generatorröhre hat. Der Schieber  $p_a$  gleitet auf seinem Außenmantel und hat oben eine große Zahl von geschlitzten Blattfedern, um einen möglichst guten Kontakt sicherzustellen. Am unteren Ende befindet sich ein Isolierring  $C$ , der in Verbindung mit dem Gestänge  $F$  steht. Mit der Spindel  $G$  und dem Kegelradpaar  $H$  ist eine Bewegung des Schiebers in vertikaler Richtung möglich.

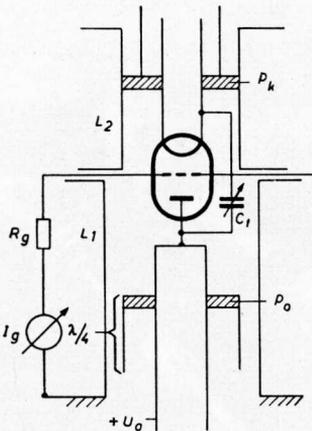
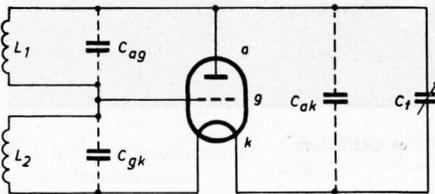


Abb. 5-39. (a) schematische Darstellung der Gitterbasisschaltung, (b) schematische Darstellung bei konzentrischem Aufbau

Die Gitteranschlußplatte  $K$  besteht aus zwei halbkreisförmigen Hälften, um die leichte Auswechslung der Röhre zu ermöglichen. Sie bildet mit einem breiten Flansch am oberen Ende des äußeren Rohres  $B$  und einer isolierenden Zwischenlage eine Trennkapazität. Das ist notwendig, da das äußere Rohr  $B$  Erdpotential besitzt, während die Gitterplatte  $K$  negatives Gitterpotential hat.

Der Aufbau des Eingangskreises geht aus *Abb. 5-41* hervor. Er besteht aus dem Rohr  $M$ , dem Schieber  $p_k$ , der zylindrischen Außenwand  $P$  und der Gitterplatte  $K$ . Konzentrisch zu  $M$  ist hiervon isoliert ein Rohr  $N$  angeordnet, das zur Zuführung der Heizspannung

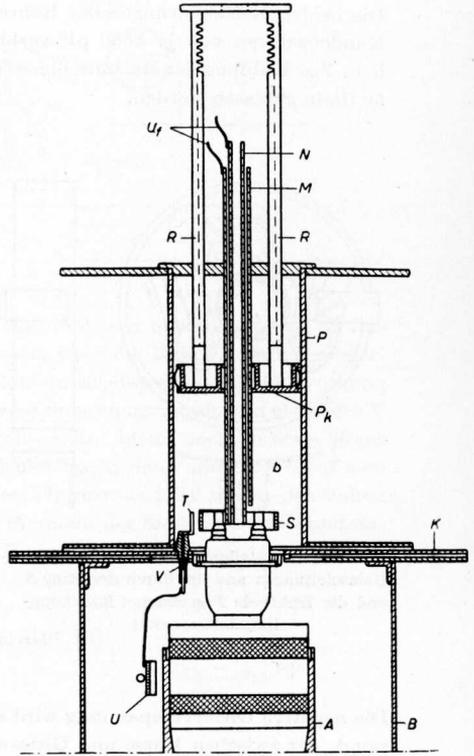
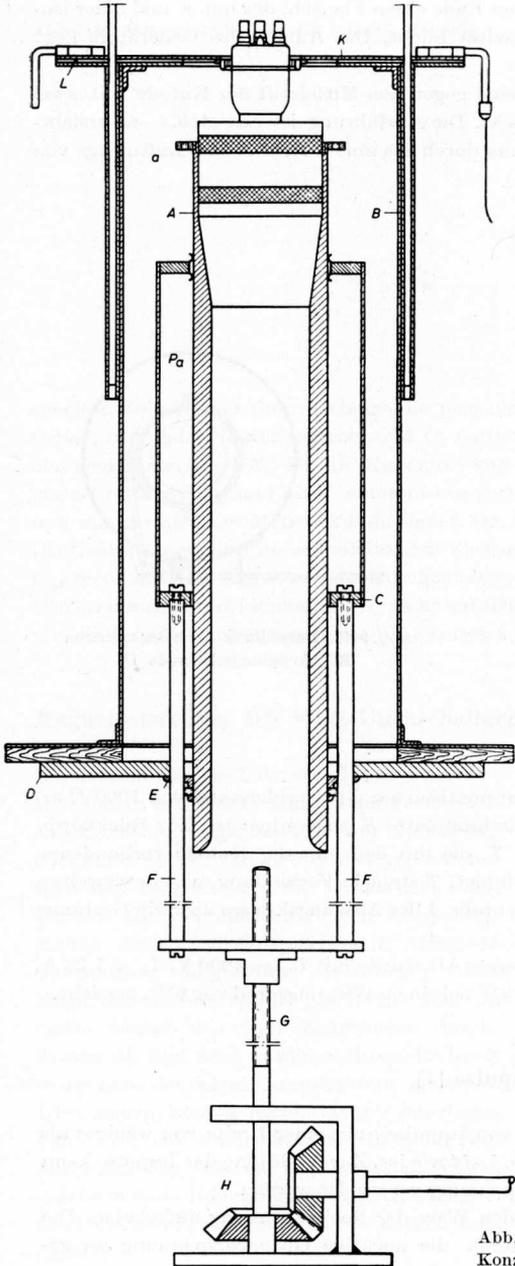


Abb. 5-41. Aufbau des Gitterkreises des 3-kW-Generators

Abb. 5-40  
Konzentrischer Ausgangskreis des 3-kW-Generators

dient. Das äußere Rohr  $P$  hat am unteren Ende einen Flansch, der mit  $K$  und einer isolierenden Zwischenlage eine Trennkapazität bildet. Das Äußere des Generators liegt somit gänzlich auf Erdpotential.

Die beiden Heizleitungen der Röhre sind gegen den Mittelstift der Katode mit zwei Kondensatoren von je 1500 pF verblockt. Die Ausführung ist aus *Abb. 5-42* ersichtlich. Zur Kühlung der Heizanschlüsse muß durch das innere Rohr  $N$  eine Luftmenge von 50 l/min geblasen werden.

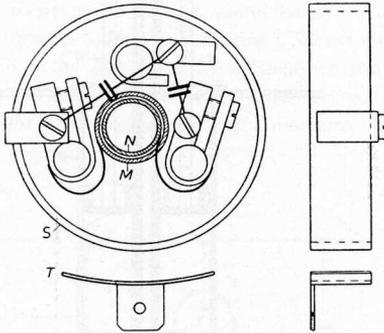


Abb. 5-42. Darstellung der Verblockung der Heizleitungen und der durch den Ring  $S$  und die Elektrode  $T$  gebildeten Rückkopplungsteilkapazität

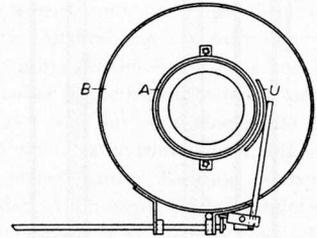


Abb. 5-43. Darstellung der schwänkbaren Rückkopplungselektrode  $U$

Die negative Gittervorspannung wird automatisch am Gitterwiderstand von  $1000 \Omega$  erzeugt, der zwischen Masse und Gitteranschlußplatte  $K$  angeordnet ist. Zur Rückkopplung dient eine kleine Kupferelektrode  $T$ , die mit dem mit der Katode verbundenen Messingring  $S$  eine definierte Kapazität bildet.  $T$  steht in Verbindung mit einer zweiten Elektrode  $U$ , deren Abstand zu dem Innenrohr  $A$  des Ausgangskreises über ein Gestänge einstellbar ist (siehe *Abb. 5-43*).

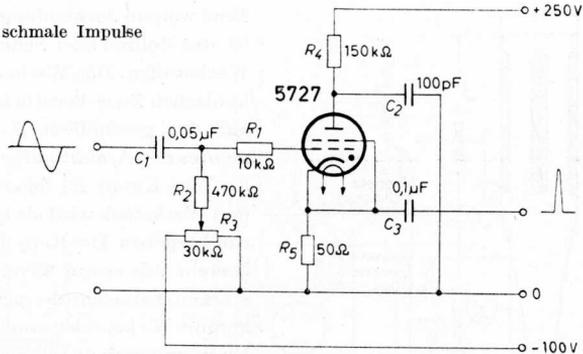
In einem Versuchsaufbau der beschriebenen Art wurde mit  $U_a = 4000 \text{ V}$ ,  $I_a = 1,25 \text{ A}$ ,  $I_g = 200 \text{ mA}$  eine Nutzleistung von 3,25 kW bei einem Wirkungsgrad von 65% erreicht.

### Generatorschaltung für schmale Impulse [7]

Eine Schaltung, mit der die Erzeugung von Impulsen mit einer Breite von weniger als einer Mikrosekunde möglich ist, gibt *Abb. 5-44* wieder. Zur Auslösung der Impulse kann eine sinus- oder rechteckförmige Steuerspannung verwendet werden.

Der Kondensator  $C_2$  wird über  $R_4$  auf den Wert der Speisespannung aufgeladen. Die Thyatronröhre 5727 wird zunächst durch die negative Gittervorspannung im ge-

Abb. 5-44. Generatorschaltung für schmale Impulse



sperrten Zustand gehalten. Gelangt die positive Halbwelle der Steuerspannung an das Gitter, so zündet das Thyatron, und  $C_2$  entlädt sich über die Röhre und den niederohmigen Widerstand  $R_5$ . Da die Kapazität von  $C_2$  klein ist, dauert der Entladevorgang nur sehr kurze Zeit, und an  $R_5$  entsteht ein positiver Spannungsimpuls von etwa 150 V und weniger als einer Mikrosekunde Dauer. Die Röhre selbst bleibt noch für etwa 90 ms (Entionisierungszeit!) im stromleitenden Zustand und löscht dann wieder, worauf sich  $C_2$  erneut auflädt. Ein ständiges Durchzünden des Thyratrons tritt wegen des hohen Wertes des Anodenwiderstandes  $R_4$  nicht auf. Die Frequenz der Steuerspannung und damit die Impulsfolgefrequenz kann bis zu etwa 8 kHz gesteigert werden.

### Magnetostruktiver 400-Watt-Ultraschallgenerator [6]

Die Anwendung des Ultraschalles in der Industrie hat in den letzten Jahren ganz erheblich an Bedeutung zugenommen. Zur Reinigung oder zum Polieren von kleineren Gegenständen wird das Bad, in dem die Werkstücke sind, starken Ultraschallschwingungen ausgesetzt. Hierzu dient zum Beispiel die in *Abb. 5-45* schematisch dargestellte Anordnung. Das Magnetostruktionselement befindet sich in einem Gefäß, das vom Kühlwasser durchflossen ist, und wird in seiner Mitte, das heißt in der Zone des Schwingungsknotens, gehalten. Über seinem oberen Ende, das frei schwingen kann, ist ein dünnwandiges Glasgefäß angeordnet, das die zu behandelnden Werkstücke in einer Reinigungsflüssigkeit, zum Beispiel Alkohol, Trichloräthylen oder dergleichen, enthält.

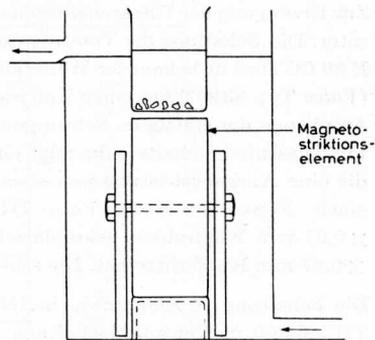


Abb. 5-45. Anordnung zum Reinigen oder zum Polieren von kleineren Gegenständen mit Ultraschall

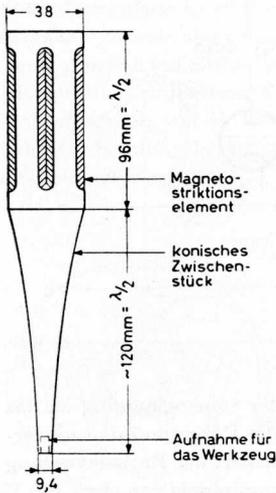


Abb. 5-46  
Ultraschall-Bohreinrichtung

Eine weitere Anwendungsmöglichkeit des Ultraschalles ist das Bohren oder Schneiden von harten oder spröden Werkstoffen. Das Werkzeug befindet sich am Ende eines konischen Zwischenstückes aus Messing oder Stahl, das auf das geschliffene Ende des Magnetostruktions-elementes mit Araldit aufgeklebt ist (Abb. 5-46). Der Verlauf des Konus ist logarithmisch. Zwischen Werkzeug und Werkstück wird als Bohrmittel zum Beispiel Karborund gegeben. Der Kern des Magnetostruktions-elementes besteht aus einem 38 mm starken Paket von 0,25 mm starken Lamellen der gezeichneten Form. Als Material kommt Nickel oder eine Legierung aus gleichen Teilen Eisen und Kobalt mit einem geringen Zusatz von Vanadium in Betracht. Die Lamellen werden drei Stunden lang auf 780 °C erwärmt und dann langsam (10 °C/min) auf Raumtemperatur abgekühlt. Die Isolation zwischen den Lamellen besteht aus Kondensatorpapier, das mit einer Lösung von Araldit in zwei Teilen Azeton und einem Teil Butylazetat getränkt und dann getrocknet ist. Nach der Schichtung des Kerns wird er gepreßt und in einem Ofen drei Stunden lang auf 180 °C erwärmt. Nach dem Abkühlen wird der noch in der Presse be-

findliche Kern beiderseitig plangeschliffen. Beide Schenkel erhalten je eine Wicklung aus 70 Windungen mit 0,6-mm-Kupferlitze, die so in Serie geschaltet werden, daß ihre Magnetfelder gleichgerichtet sind.

Das beschriebene Magnetostruktions-element kann auch für die erstgenannte Anwendung benutzt werden. Ferner ist es möglich, es in einen Ultraschall-Lötkolben zum Verzinnen oder Löten von Aluminium einzubauen.

Zur Erzeugung der Ultraschallfrequenz von etwa 20...30 kHz dient ein vierstufiger Generator. Die Schaltung der Vorstufen zeigt Abb. 5-47. Die zwei Systeme einer Doppeltriode E 80 CC sind in bekannter Weise als RC-Oszillator<sup>13)</sup> geschaltet. Der NTC-Widerstand (Valvo Typ 83 902) hat einen Kaltwiderstand von 60 kΩ und dient zur Stabilisierung der Amplitude der erzeugten Schwingung. Eine zweite Doppeltriode E 80 CC ist als Phasenumkehrstufe geschaltet; ihr folgt eine Gegentakt-Treiberstufe mit zwei Röhren EL 34, die eine Ausgangsleistung von etwa 20 W abgibt. Der Ausgangsübertrager  $Tr_1$  besitzt einen Ferroxcube-Kern (Valvo III C 2), der primärseitig  $2 \times 150$  Wdg. mit  $6 \times 7 \times 0,07$  mm Kupferlitze, sekundärseitig zwei Wicklungen von je 250 Wdg. mit  $6 \times 7 \times 0,07$  mm Kupferlitze hat. Die schematische Darstellung von  $Tr_1$  zeigt Abb. 5-48.

Die Schaltung der Endstufe ist in Abb. 5-49 wiedergegeben. Sie enthält zwei Sendetrioden TB 2,5/300 in Gegentaktschaltung und vermag etwa 400 W Nutzleistung abzugeben. Sie wird mit ungesiebter Anodenspannung aus einem Zweiphasen-Halbweggleichrichter betrieben (mittlerer Wert der Gleichspannung etwa 1800 V). Zur Leistungsregelung kann

<sup>13)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK. II.15. Seite 206

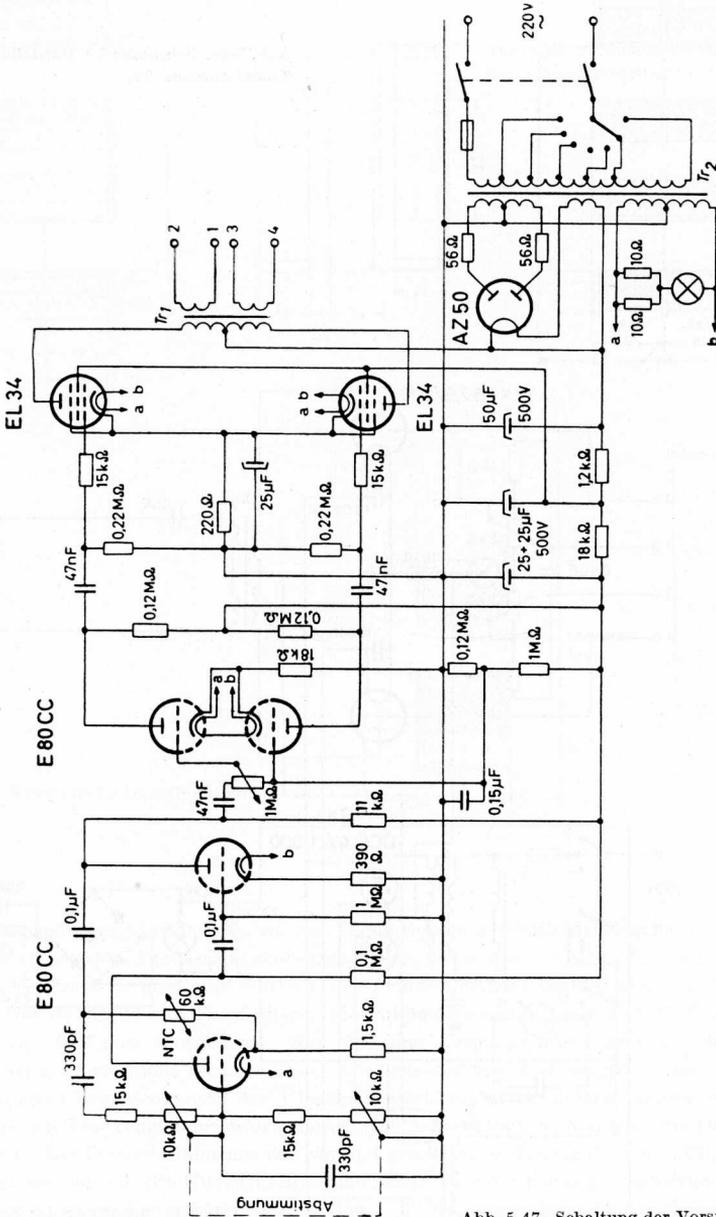


Abb. 5-47. Schaltung der Vorstufen des Ultraschallgenerators



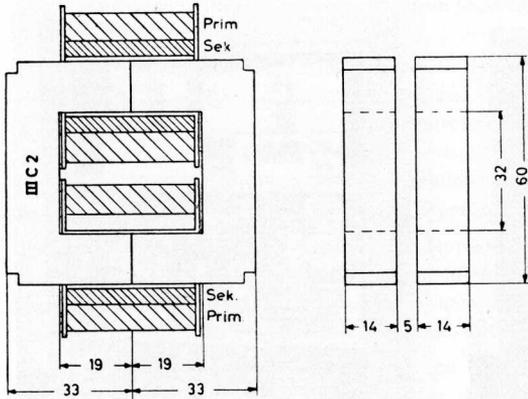


Abb. 5-50. Schematische Darstellung des Ausgangsübertragers  $Tr_2$

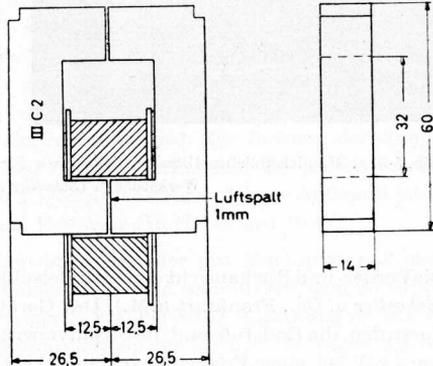


Abb. 5-51. Schematische Darstellung der Drossel

die Anodenspannung durch einen vor den Gleichrichter geschalteten Regeltransformator herabgesetzt werden. Der Ausgangsübertrager  $Tr_2$  hat wiederum einen Ferroxcube-Kern und den in *Abb. 5-50* gezeigten Aufbau. Die Primärwicklung besteht aus  $2 \times 250$  Windungen mit  $32 \times 0,07$  mm Kupferlitze, die Sekundärwicklung aus  $2 \times 35$  Windungen mit  $7 \times 19 \times 0,07$  mm Kupferlitze. Sie hat eine Ausgangsimpedanz von  $200 \Omega$ . Das Magnetostriktions-element ist über einen Kondensator von  $1 \mu F$  angeschlossen, um den Polarisations-Gleichstrom von der Übertragerwicklung fernzuhalten. Dieser wird von einem kleinen Trockengleichrichter geliefert (2,5 A bei etwa 6 V) und über die Drossel  $Dr$  eingespeist. Die Drossel bildet mit der parallel geschalteten Kapazität von  $0,02 \mu F$  einen Schwingkreis, der auf die Ultraschallfrequenz abgestimmt ist und sie vom Gleichrichter fernhält. Die Drossel ist schematisch in *Abb. 5-51* wiedergegeben; sie hat einen Ferroxcube-Kern mit 1 mm Luftspalt und eine Wicklung von 250 Windungen mit 0,6 mm CuL.

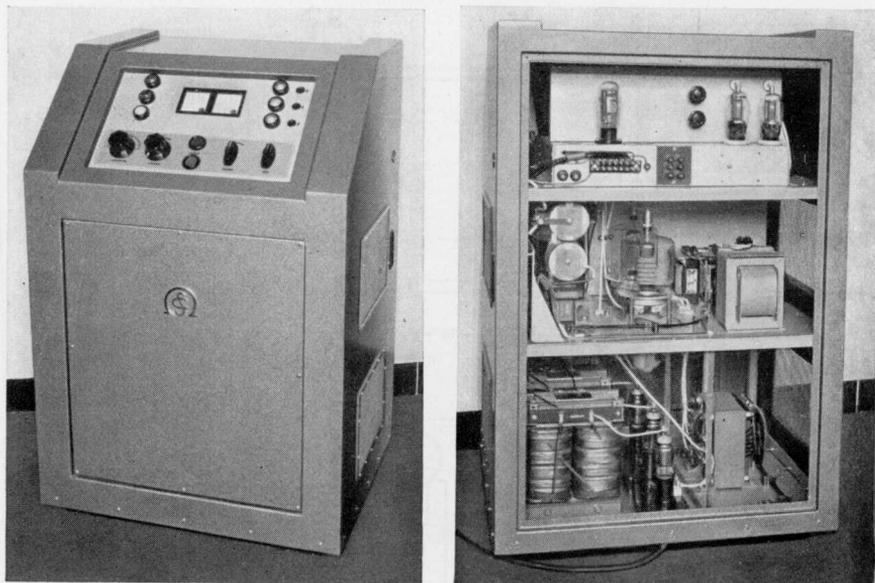


Abb. 5-51a. Handelsüblicher Ultraschallgenerator für rund 1 kW Strahlungsleistung zur Reinigung von Werkstücken (Schoeller u. Co., Frankfurt a. M.)

Die Vorder- und Rückansicht eines handelsüblichen Ultraschallgenerators zeigt Abb. 5-51a (Schoeller u. Co., Frankfurt a. M.). Das Gerät besteht aus drei Chassisaufbauten, die die Vorstufen, die Endstufe und die Stromversorgung enthalten, und liefert eine HF-Leistung von 2 kW bei einer Frequenz von 20...24 kHz. Die vom Schallgeber abgestrahlte akustische Leistung ist etwa 1 kW. Das Gerät dient zur Reinigung von Werkstücken verschiedenster Art.

### 500-Watt-NF-Verstärker [52]

Die Schaltung eines NF-Verstärkers mit Gegentaktendstufe, der im Bereich von 15 bis 2000 Hz bei ohmscher Last und richtiger Anpassung eine Ausgangsleistung von 500 W abzugeben vermag, zeigt Abb. 5-52. Bei einer Frequenz von 10 Hz oder 10 kHz ist noch eine Leistung von etwa 200 W erreichbar. Die erforderliche Eingangsspannung ist maximal  $1 V_{eff}$ ; sie kann zum Beispiel durch einen normalen Tongenerator geliefert werden.

Der Verstärker wurde für die Ausführung von Untersuchungen über die Lage der Resonanzfrequenzen bei Dampfturbinenrädern entwickelt und dient zur Speisung eines elek-

tromagnetischen Vibrationsgebers. Er kann jedoch auch für andere Zwecke Verwendung finden.

Die Eingangsspannung wird durch das erste System der Doppeltriode E 80 CC verstärkt und dem zweiten System zugeführt, das zur Gewinnung zweier gegenphasiger Steuerungspannungen für die in Gentakt geschalteten Treiberröhren EL 34 dient. Zu diesem Zweck liegt in der Anoden- und Katodenleitung je ein Widerstand von  $150 \text{ k}\Omega$ , an denen die beiden Steuerwechselspannungen abfallen. Sie werden über die Kondensatoren  $C_3$ ,  $C_4$  den Steuergittern der Treiberröhren zugeführt.

Da die Katode des rechten Systems der Doppeltriode in dieser Schaltung ein Potential annimmt, das höher als das der Anode des linken Triodensystems ist, kann die Kopplung zwischen beiden Systemen galvanisch erfolgen. Dies kommt dem Frequenzgang des Verstärkers zugute, und überdies werden Schaltmittel eingespart.

Die Ankopplung der Treiberröhren an die Endstufe erfolgt über den Transformator  $Tr_4$ . Zur Stromversorgung der Vorstufen ist ein mit zwei Röhren GZ 34 bestückter Gleichrichterteil vorhanden. Die Endstufe besteht aus zwei in Klasse-B-Einstellung arbeitenden Sendetrioden TB 3/750. Die negative Gittervorspannung für die Röhren wird ebenso wie für die Treiberröhren am Widerstand  $R_{25}$  abgegriffen, der über der Ausgangsspannung eines Trockengleichrichters  $TG$  liegt. Die Anodenspannungsversorgung der Endröhren geschieht durch einen mit zwei Quecksilberdampf-Gleichrichterröhren DCG 4/1000 versehenen Gleichrichterteil, der über das Schütz  $Rel$  nach Ablauf der Vorheizzeit aller Röhren (etwa eine Minute) eingeschaltet wird. Zur Siebung der Anodenspannung ist eine Kette von Kondensatoren  $C_8 \dots C_{12}$  vorhanden, die jeweils aus fünf parallel geschalteten Elektrolytbechern zu  $2 \times 50 \mu\text{F}$  bestehen. Dieser Aufwand ist mit Rücksicht auf die niedrigste zu verstärkende Frequenz (10 Hz) erforderlich.

Die Endstufe wird über den Ausgangsübertrager  $Tr_5$ , der mit Rücksicht auf unterschiedliche Impedanzen der Belastung mit einer Reihe von sekundärseitigen Anzapfungen versehen ist, an den Verbraucher angekoppelt. Von der  $80\text{-}\Omega$ -Anzapfung ist zur Vermeidung von Instabilitäten eine Gegenkopplungsleitung zur Katode des linken Systems der E 80 CC geführt, deren Wirkung jedoch nur gering ist und im übrigen durch  $R_{29}$  dosiert werden kann.

Bei optimaler Anpassung kann die Ausgangsleistung des Verstärkers bis zu 800 W betragen, jedoch müßte dazu eine extrem gute Anpassung zwischen Ausgangstransformator und Verbraucher bei jeder vorkommenden Frequenz vorhanden sein, was kaum zu erreichen ist. Die Ausgangsleistung sinkt bei zunehmender Fehlanpassung, wodurch sich die Anodenverlustleistung der Endröhren entsprechend erhöht. Da bei Fehlanpassung Röhrenschäden auftreten können, muß, falls die Impedanz der Belastung nicht bekannt ist, die Temperatur der Anoden beobachtet werden. Eine kirschrote Färbung der Anoden entspricht etwa der Belastung, die der Endstufe normalerweise zugemutet werden kann. Die bestmögliche Anpassung kann empirisch durch Wahl der entsprechenden Anzapfung mit dem Stufenschalter  $S_1$  festgestellt werden.

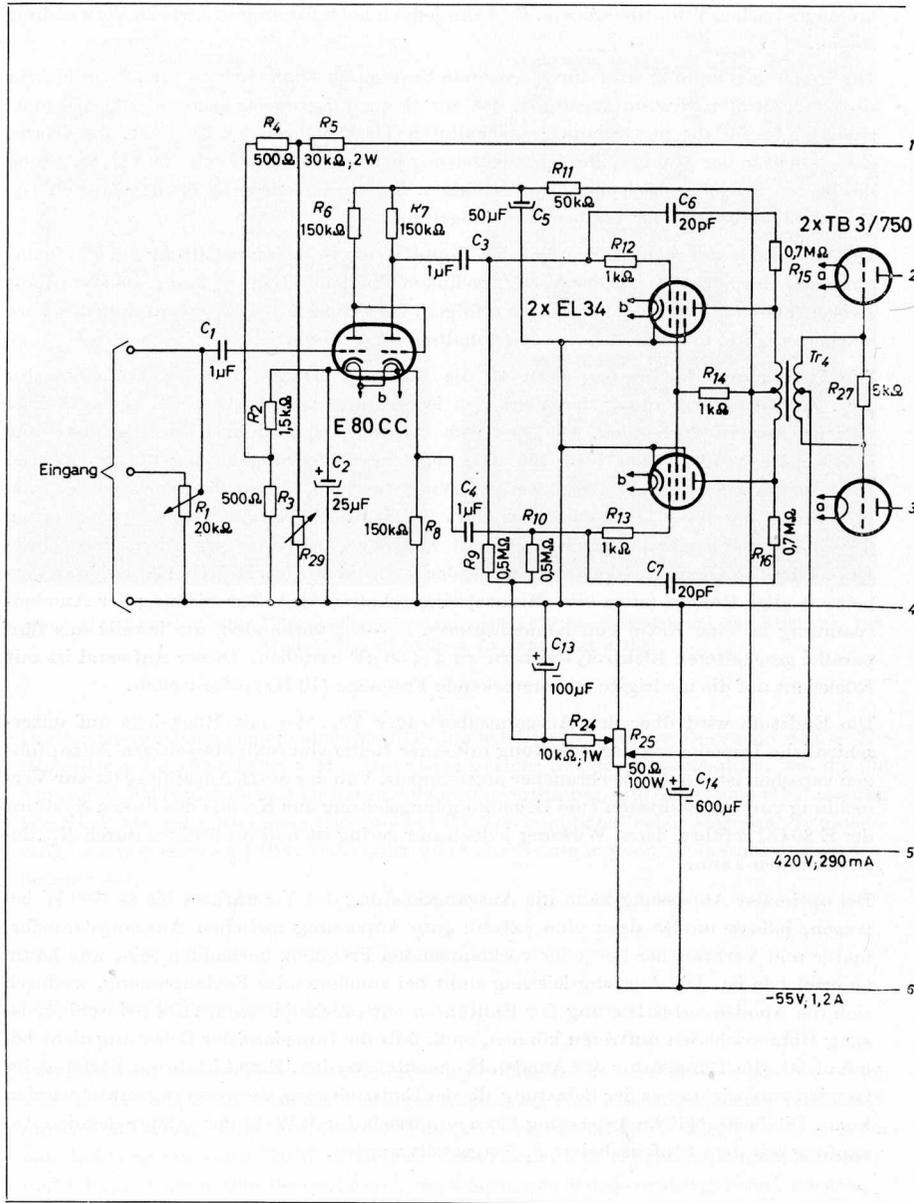
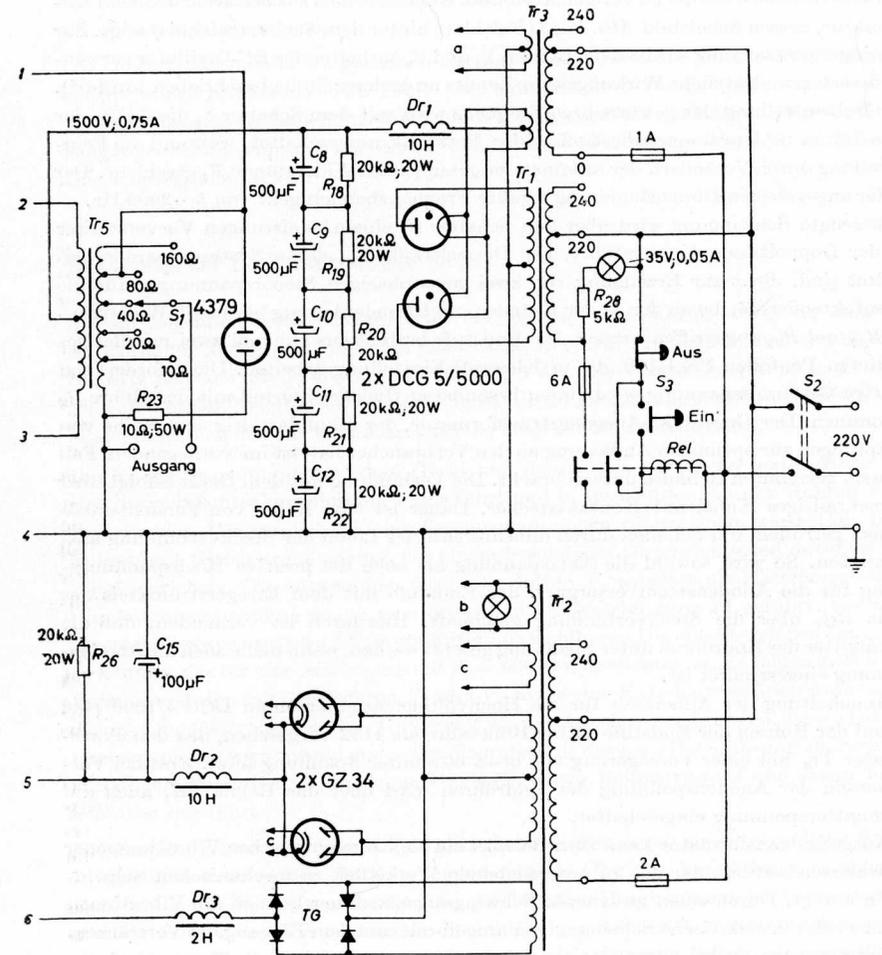


Abb. 5-52. Schaltung eines



500-W-NF-Verstärkers

## 200-Watt-NF-Generator [51]

Ähnlichen Zwecken wie der im vorigen Abschnitt beschriebene NF-Verstärker dient ein NF-Generator, dessen Schaltbild *Abb. 5-53* (Faltblatt hinter dem Sachverzeichnis) zeigt. Zur Schwingungserzeugung wird ein die Röhren  $V_1$  und  $V_2$  enthaltender *RC*-Oszillator verwendet, dessen grundsätzliche Wirkungsweise bereits an anderer Stelle beschrieben wurde<sup>14)</sup>. Zur Grobeinstellung der gewünschten Frequenz wird mit dem Schalter  $S_4$  die Größe der Kapazitäten in dem frequenzbestimmenden Netzwerk umgeschaltet, während die Feineinstellung durch Verändern der miteinander gekoppelten Widerstände  $R_1$  geschieht. Der bei der angegebenen Dimensionierung erfaßte Frequenzbereich geht von 5...2000 Hz.

Die erzeugte Schwingung wird über den Schalter  $S_1$  einem zweistufigen Vorverstärker mit der Doppeltriode  $V_3$  zugeführt. Die Doppeltriode  $V_4$ , deren Systeme parallel geschaltet sind, dient zur Erzeugung von zwei gegenphasigen Steuerspannungen für die Gegentaktenstufe, die an den in der Katoden- und Anodenleitung liegenden Widerständen  $R_{37}$  und  $R_{38}$  abgegriffen werden. Die Endstufe besteht aus zweimal zwei parallel geschalteten Pentoden PE 1/100, die in Klasse-B-Einstellung arbeiten. Die erforderliche negative Gittervorspannung wird einem besonderen Gleichrichterteil mit der Röhre  $G_4$  entnommen. Der Gegentak-Ausgangstransformator, der sekundärseitig eine Reihe von Anzapfungen zur optimalen Anpassung an den Verbraucher hat, ist im vorliegenden Fall in einem getrennten Gehäuse untergebracht. Die Verbindung mit dem Gerät erfolgt über ein mehradriges Kabel mit Kontaktstecker. Daher ist eine Reihe von Vorsichtsmaßnahmen getroffen, um Schäden durch unbeabsichtigtes Lösen der Steckverbindung auszuschließen. So wird sowohl die Netzspannung als auch die positive Hochspannungsleitung für die Anodenstromversorgung der Endstufe mit dem Erregerstromkreis des Relais  $Rel_1$  über die Steckverbindung geschleift. Hierdurch ist vermieden, daß die Schirmgitter der Endröhren unter Spannung gesetzt werden, wenn nicht auch die Anodenspannung eingeschaltet ist.

Zur Innehaltung der Anheizzeit für die Hochvoltgleichrichterröhren DCG 4/1000 ( $G_1$ ,  $G_2$ ) und der Röhren der Endstufe ist ein Bimetallrelais 4152 vorgesehen, das den Transformator  $Tr_2$  mit einer Verzögerung von etwa 60 s unter Spannung setzt. Erst bei Vorhandensein der Anodenspannung der Endröhren wird über das Relais  $Rel_1$  auch die Schirmgitterspannung eingeschaltet.

Am Ausgangstransformator kann zum Beispiel ein elektromagnetischer Vibrationsgeber angeschlossen werden, der das zu untersuchende Werkstück zu mechanischen Schwingungen anregt. Durch einen geeigneten Schwingungsabnehmer können die Vibrationen sodann wieder in elektrische Schwingungen umgeformt und dem Eingang des Verstärkers zugeführt werden, wobei allerdings die richtige Phasenlage sichergestellt sein muß. Zu diesem Zweck ist eine Phasenschieberstufe vorgesehen, die die Doppeltriode  $V_5$  enthält. Die durch das linke Triodensystem verstärkte Schwingung wird einem *RC*-Netzwerk zugeführt, an dem eine phasenverschobene Teilspannung abgegriffen und durch das rechte Triodensystem erneut verstärkt wird. Die Ausgangsspannung liegt an einem zweiten *RC*-Netzwerk, an dem eine wiederum phasenverschobene Teilspannung abgenommen und über  $S_1$  zu dem Verstärkereingang geleitet wird. Die Größe der Phasenverschiebung

<sup>14)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK, 11.15, Seite 206

kann durch den Stufenschalter  $S_5$  grob und durch die gekuppelten Widerstände  $R_{21}$  fein verändert werden. Die erreichbare Phasenverschiebung liegt etwa in dem Bereich von  $40 \cdots 320^\circ$ ; sie ist natürlich frequenzabhängig. Brauchbare Ergebnisse werden bei Frequenzen von etwa 50 Hz ab erzielt.

Die Leistungsaufnahme des gesamten Gerätes beträgt rund 800 W. Die Nutzleistung ist bei optimaler Anpassung etwa 200 W; sie sinkt in der Nähe der unteren oder oberen Grenzfrequenz (5 Hz beziehungsweise 2000 Hz) auf ungefähr die Hälfte. Die erforderliche Eingangsspannung am linken Gitter der Vorverstärkerröhre  $V_3$  ist bei voller Aussteuerung etwa 0,2 V.

## Meßverstärker für Laborzwecke [50]

Der im folgenden beschriebene Verstärker, dessen Schaltbild in *Abb. 5-54* dargestellt ist, wurde für Meßzwecke im Labor entwickelt. In einem Frequenzbereich von 20 Hz bis 100 kHz liegt der Frequenzgang innerhalb  $\pm 1$  dB. Die Verstärkung kann in 11 Stufen geregelt werden. Bei größter Verstärkung ist die Eingangsspannung etwa  $15 \mu\text{V}$  für vollen Skalenausschlag des am Verstärkerausgang eingebauten Instrumentes.

Die Eingangsspannung wird dem Gerät und damit dem Gitter der ersten Röhre über eine dreipolige Steckverbindung *I* zugeführt und in zwei Stufen mit den Röhren  $V_1$  und  $V_2$  verstärkt. Um möglichst kleine Brummspannungen zu erreichen, werden die beiden Röhren mit Gleichstrom geheizt, der einem besonderen Gleichrichterteil mit dem Trok-kengleichrichter  $TG_2$  entnommen wird. Die Röhre  $V_3$  arbeitet als Katodenverstärker. Die Ausgangsspannung ist an eine dreipolige Steckverbindung *II* geführt, um in den Verstärkungsweg an dieser Stelle ein Filter mit wählbaren Durchlaßbereichen einschalten zu können, das für eine Anpassung mit  $Z = 600 \Omega$  eingerichtet ist. Es folgen zwei weitere Verstärkerstufen mit den Röhren  $V_4$  und  $V_5$  sowie eine Katodenverstärkerstufe mit  $V_6$ , die als Impedanzwandler zur Anpassung an die Anzeigeeinrichtungen dient. Die Ausgangsspannung wird sowohl einem Oszillografen zur direkten Beobachtung als auch, nach vorheriger Gleichrichtung mit einer Diode  $G_1$ , einem Meßinstrument und einem Tintenschreiber zugeführt.

Die Empfindlichkeit des Verstärkers kann in elf Stufen durch einen vierpoligen Schalter  $S_3$  geändert werden, der die Katodenwiderstände aller zur Verstärkung beitragenden Röhren  $V_1, V_2, V_4, V_5$  umschaltet. Die gleichmäßige Herabsetzung der Verstärkung bei allen Stufen hat den Vorteil, daß die Stabilität des gesamten Verstärkers zunimmt, was im Hinblick auf die hohe Maximalverstärkung je Stufe (etwa 30fach) als wesentlich anzusehen ist.

Das Gerät enthält einen eingebauten Eichoszillator, der aus den Röhren  $V_7, V_8$  besteht.

Die Pentode  $V_7$  ist als Hartley-Oszillator mit wechsellspannungsmäßig geerdeter Anode geschaltet. Die sich ergebende Frequenz von 1000 Hz wird durch den aus  $C_{18}$  und  $Dr_4$  bestehenden Resonanzkreis bestimmt. Die Wechsellspannung wird sodann durch  $V_8$  verstärkt und über  $Tr_3$  einem Spannungsteiler zugeführt, der mit  $S_4$  umschaltbar ist. Die angegebenen Werte für die Ausgangsspannung gelten bei einem Abschlußwiderstand von

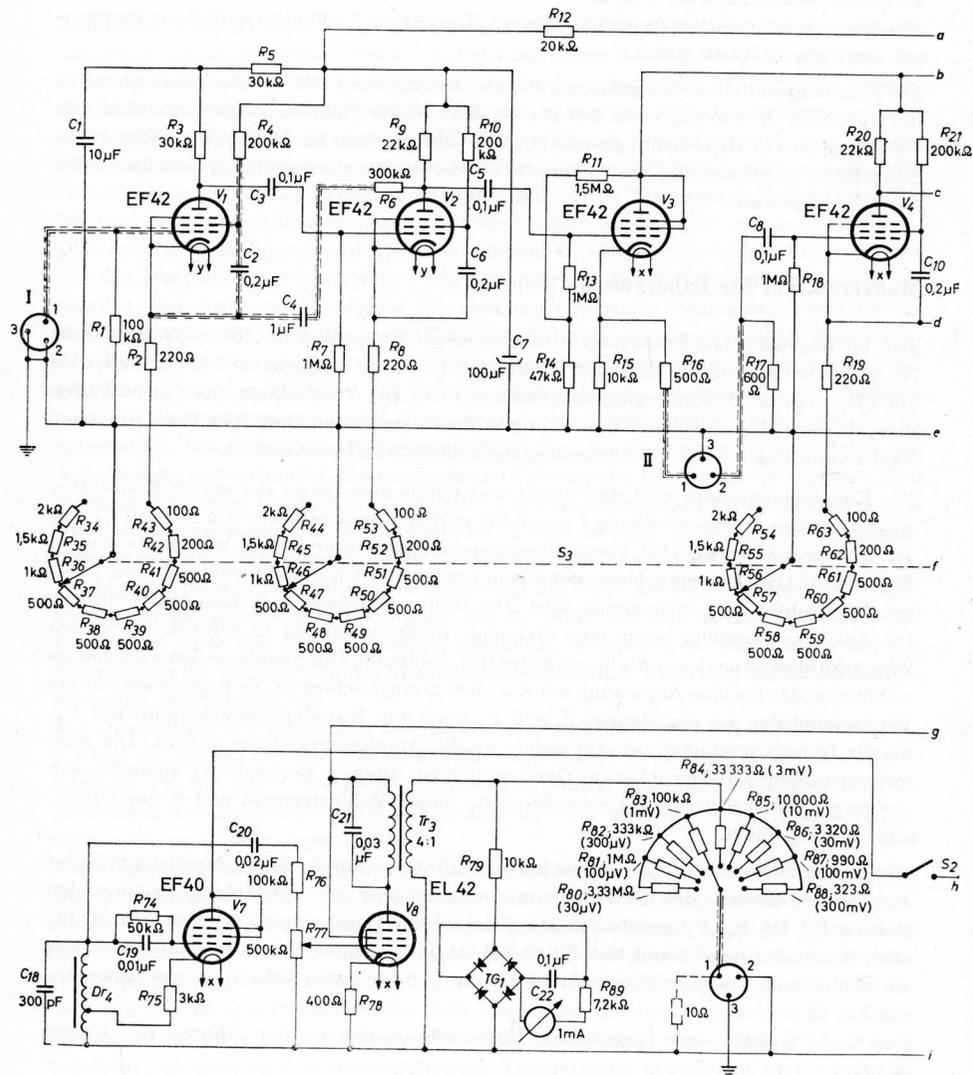
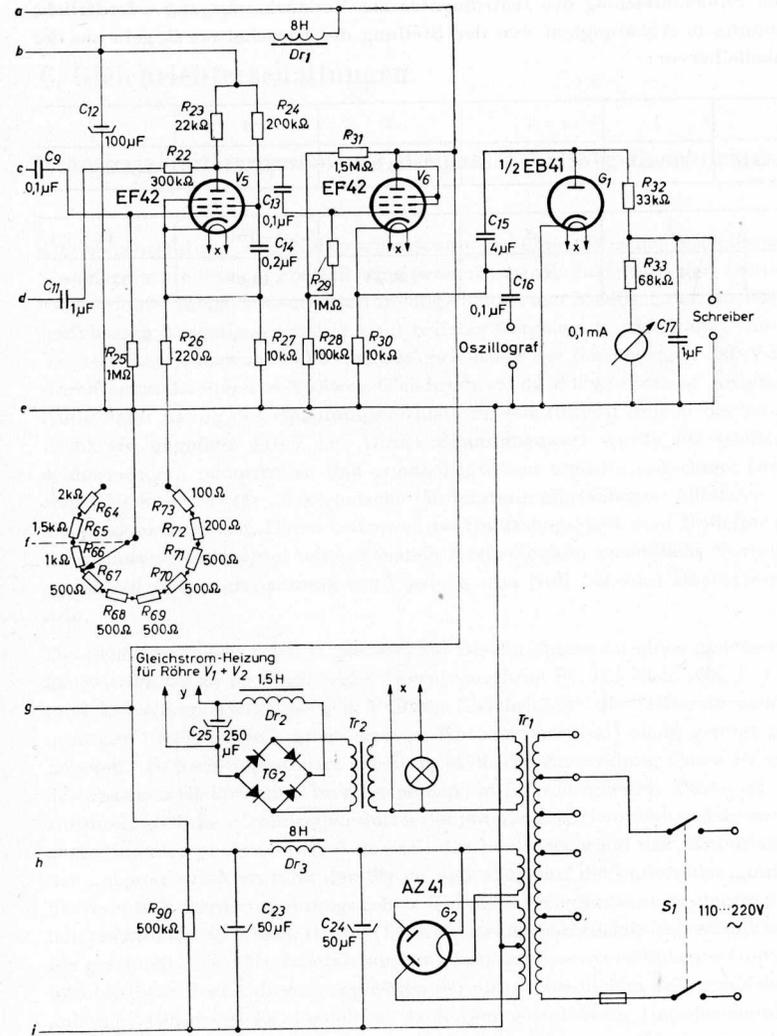


Abb. 5-54. Schaltung eines



Meßverstärkers für Laborzwecke

10  $\Omega$ . Die Spannung an der Sekundärseite von  $Tr_3$  kann durch ein eingebautes Meßinstrument kontrolliert und durch  $R_{77}$  auf den richtigen Wert (10 V) eingestellt werden.

Die für vollen Skalenausschlag des Instrumentes am Verstärkerausgang erforderliche Eingangsspannung in Abhängigkeit von der Stellung des Umschalters  $S_3$  geht aus der folgenden Tabelle hervor:

Stellung $S_3$	1	2	3	4	5
Eingangsspannung	300 mV	110 mV	43 mV	18 mV	10,5 mV
6	7	8	9	10	11
5,3 mV	2,4 mV	800 $\mu$ V	160 $\mu$ V	40 $\mu$ V	13 $\mu$ V

## 6. Gleichrichterschaltungen

### Transformatorloser gesteuerter Dreiphasen-Vollweg-Gleichrichter [11]

Die Gleichrichtung der Netzwechselfspannung ohne zwischengeschalteten Leistungstransformator, dessen Fortfall eine wesentliche Reduzierung der Initialkosten einer Gleichrichteranlage bedeutet, hat im allgemeinen den Nachteil, daß die Größe der gleichgerichteten Ausgangsspannung nicht beliebig festgelegt werden kann. Günstig liegen die Verhältnisse jedoch im Falle der Gleichrichtung der dreiphasigen 380-V-Netzspannung durch einen Dreiphasen-Vollweg-Gleichrichter, da die gewonnene Ausgangsspannung nach Abzug der Spannungsverluste in den Röhren und in der nachgeschalteten Siebkette ungefähr 440 V ist. Dieser Spannungswert wurde für Gleichstrom-Nebenschlußmotoren genormt, so daß es naheliegt, den transformatorlosen Dreiphasen-Vollweg-Gleichrichter für elektronische Motorsteuerungsanlagen mittlerer und größerer Leistung einzusetzen. Dabei bedeuten die Unabhängigkeit vom Nulleiter und die einem Sechphasengleichrichter entsprechende Restwelligkeit zusätzliche Vorteile. Die gleichgerichtete Ausgangsspannung muß jedoch von Null bis zum Höchstwert veränderbar sein.

Die Schaltung eines solchen gesteuerten Gleichrichters für einen gleichgerichteten Ausgangsstrom bis zu 19 A mit sechs Thyatronröhren PL 105 ist in *Abb. 6-1* gezeigt. Während bei einem zweiphasigen Vollweg-Gleichrichter die Gittersteuerung der beiden „unteren“ Röhren (mit gemeinsamem Katodenpotential) allein genügt und die beiden „oberen“ Röhren ungesteuert arbeiten, stößt die Anwendung dieses Prinzips bei einem dreiphasigen Gleichrichter im allgemeinen auf Schwierigkeiten. Dieses ist darauf zurückzuführen, daß die Stromwellen durch die jeweils in Serienschaltung arbeitenden Röhren gegeneinander phasenverschoben sind, das heißt, während des Stromflusses durch eine der „oberen“ Röhren muß der Strom von einer auf die andere der „unteren“ Röhren übernommen werden und umgekehrt. Um diesen Kommutierungsvorgang nicht willkürlich stattfinden zu lassen, ist die Gittersteuerung sämtlicher sechs Röhren erforderlich. Sie geschieht durch Horizontalsteuerung mittels phasenverschobener Impulse, da die Anwendung von Vertikalsteuerung wegen der unterschiedlichen Potentiale der Katoden der „oberen“ Röhren nicht möglich ist. Außerdem gestattet die Impulssteuerung den für die exakte Funktion des Gleichrichters unerläßlichen genauen Zündensatz der Thyatrons. Die Impulse werden durch Stoßerregung der Transformatoren  $Tr_{19} \dots Tr_{24}$  erzeugt, deren Primärwicklungen jeweils im Anodenstromkreis eines Steuerthyatrons PL 21 liegen. Der Zündensatz der Steuerthyatrons wiederum erfolgt durch Vertikalsteuerung. Die Wirkungsweise der Stoßerregung der Impulstransformatoren durch vorgeschaltete Steuerthyatrons wurde bereits an anderer Stelle beschrieben.

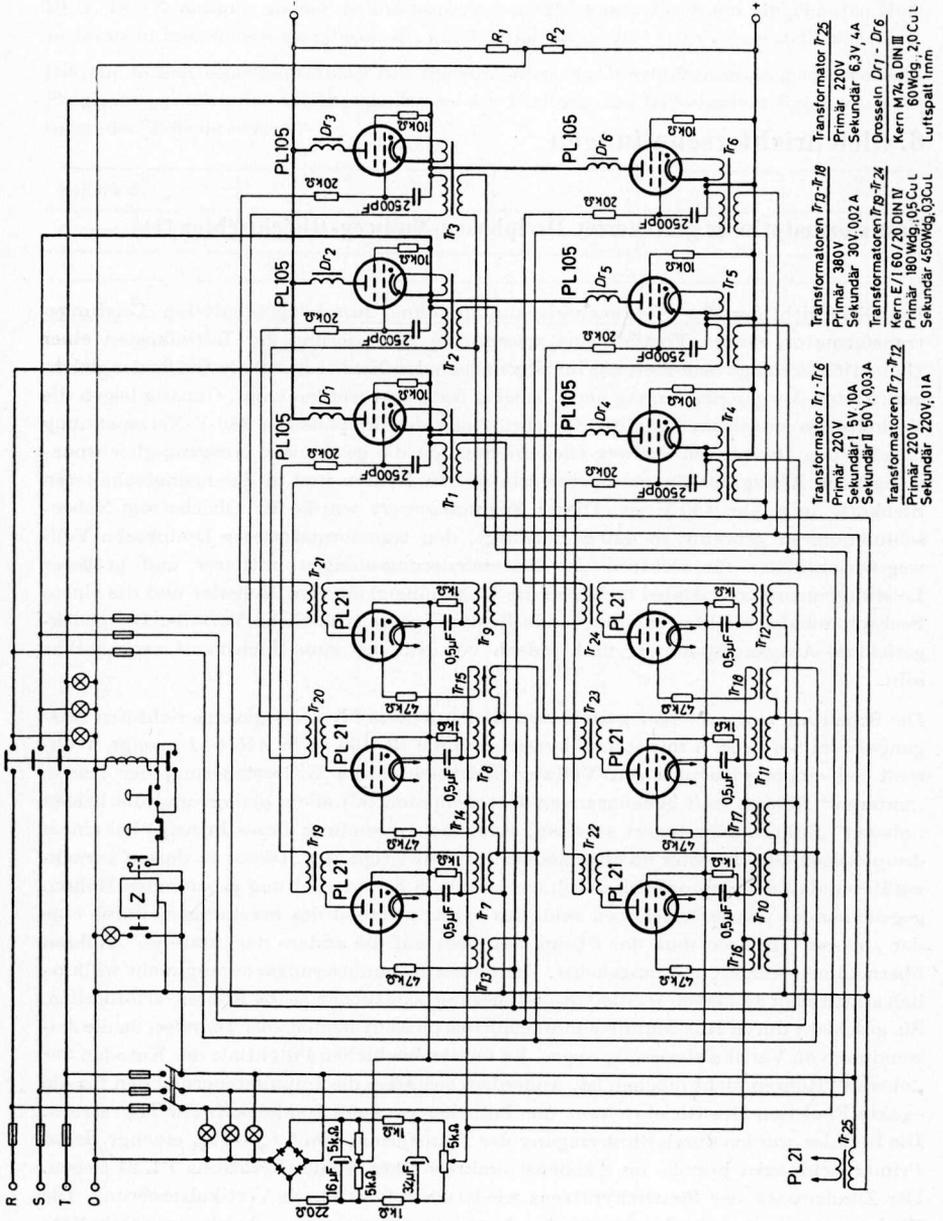


Abb. 6-1. Schaltung eines transformatorlosen gesteuerten Dreiphasen-Vollweg-Gleichrichters

Aus den bereits erwähnten Gründen ist in *Abb. 6-1* eine Symmetrierung der Schaltung durch einen aus  $R_1, R_2$  bestehenden Spannungsteiler vorgenommen, dessen Mittelpunkt mit dem Nulleiter des Drehstromnetzes verbunden ist. Durch diese Maßnahme arbeiten die „oberen“ und „unteren“ Thyatronröhren unabhängig voneinander und können als Serienschaltung zweier Dreiphasen-Halbweg-Gleichrichter mit gegeneinander verschobener Phasenlage betrachtet werden. Damit ist eine einwandfreie Herabregelung der Ausgangsspannung bis auf den Wert Null möglich. Die durch die Symmetrierwiderstände verzehrte Leistung sollte etwa 10% der maximalen Ausgangsleistung des Gleichrichters sein.

Die experimentell aufgenommene Steuerkennlinie des Gleichrichters ist in *Abb. 6-2* wiedergegeben, wobei der gleichgerichtete Ausgangsstrom bei Vollaussteuerung 10 A beträgt. Für diesen Belastungsfall ist der Wert der Symmetrierwiderstände  $R_1$  und  $R_2$  mit je 250  $\Omega$  zu bemessen. Die Steuergleichspannung  $U_{st}$  am Gitter der Steuerthyratrons

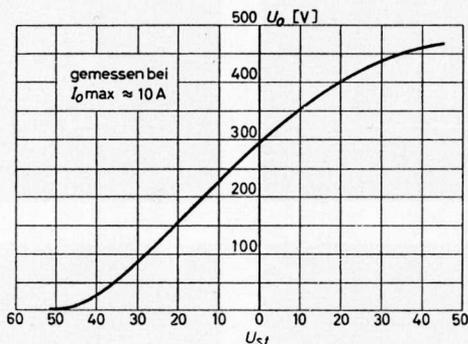


Abb. 6-2. Steuerkennlinie des Gleichrichters nach der in *Abb. 6-1* dargestellten Schaltung

PL 21, die einem besonderen Gleichrichterteil entnommen wird, bewegt sich zur völligen Aussteuerung des Gleichrichters im Bereich von  $\pm 50$  V. In *Abb. 6-3* ist links das Oszillogramm der Ausgangsspannung, rechts das des Stroms je Röhre bei (a) Vollaussteuerung, (b) etwa halber Aussteuerung, und (c) nahezu gesperrtem Gleichrichter und ohmscher Belastung wiedergegeben.

Ein Versuchsaufbau des beschriebenen Gleichrichters ist in *Abb. 6-4* dargestellt. Die Leistungs- und Steuerthyratrons sind jeweils mit den zugehörigen Heiz- und Steuertransformatoren zu Baugruppen zusammengefaßt, die sich im Bedarfsfall leicht auswechseln lassen.

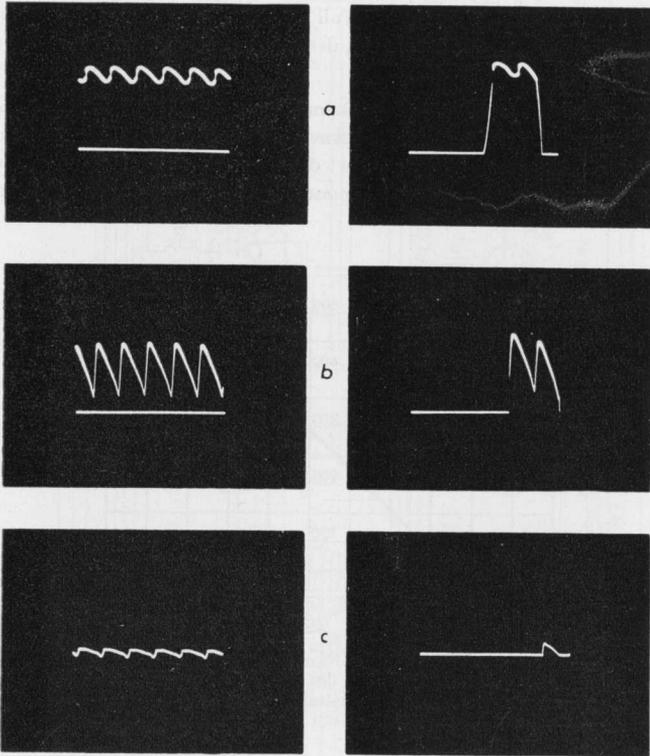


Abb. 6-3. Links: Oszillogramm der Ausgangsspannung, rechts: Oszillogramm des Anodenstroms je Röhre, bei (a) Vollaussteuerung, (b) etwa halber Aussteuerung und (c) in nahezu gesperrtem Zustand

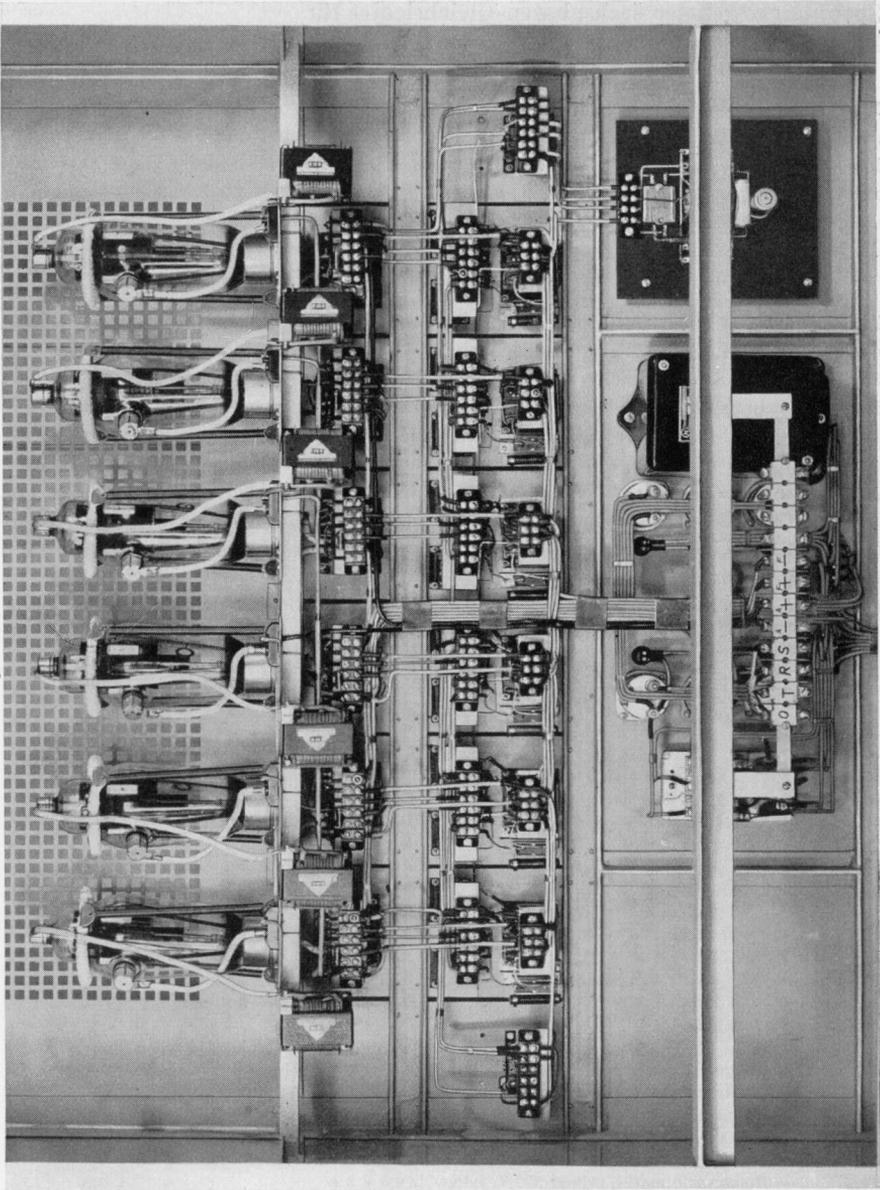


Abb. 6-4. Versuchsaufbau des Gleichrichters nach Abb. 6-1

## Spannungsregelnder Sechphasen-Gleichrichter für Buchhaltungsmaschinen [14]

Zur Stromversorgung von Buchhaltungsmaschinen wird im allgemeinen eine Gleichspannung von hoher Konstanz benötigt, um die einwandfreie Funktion der in ihnen enthaltenen Relais zu gewährleisten. Daher müssen geeignete Maßnahmen zur Stabilisierung vorgesehen werden, um nicht nur den Einfluß von Netzspannungsschwankungen auszugleichen, sondern auch die stoßartigen Belastungen von stark wechselnder Größe, die je nach der Anzahl der gerade betätigten Relais auftreten, zu kompensieren. Ein Beispiel einer hierfür geeigneten Schaltung zeigt *Abb. 6-5*.

Zur Erreichung einer kleinen Restwelligkeit der gleichgerichteten Ausgangsspannung wird die von dem Leistungstransformator  $Tr_1$  gelieferte Sekundärspannung durch eine Sechphasenschaltung gleichgerichtet. Durch Wahl entsprechender Anzapfungen an der Primärwicklung kann die Ausgangsspannung grob innerhalb des Bereichs von 52...56 V eingestellt werden. Da der auszuregelnde Spannungsbereich höchstens  $\pm 10\%$  der Ausgangsspannung ist, genügt in diesem Falle die Gittersteuerung von nur drei Röhren ( $T_1 \dots T_3$ ), während die restlichen drei ( $G_1 \dots G_3$ ) ungesteuert arbeiten. Sie sind vom Typ *Valvo 1176* und benötigen zur Zündung eine positive Hilfelektroden-Spannung von etwa 40 V, die einem Zündaggregat 1289 entnommen wird. Ein weiteres Aggregat 1289 dient zur Gewinnung der negativen Vorspannung für die Thyatronröhren  $T_1 \dots T_3$  (*Valvo PL 150*). Zu diesem Zweck wird das Aggregat mit nur der halben Heizspannung

### Stückliste zu *Abb. 6-5*

$C_1$	=	1 $\mu$ F	500 V	$R_7$	=	1	M $\Omega$	1 W	
$C_2$	=	50 $\mu$ F	500 V	$R_8$	=	220	k $\Omega$	1 W	
$C_3$	=	150 000 pF	500 V	$R_9$	=	1	M $\Omega$	1 W	
$C_4$	=	1 $\mu$ F	500 V	$R_{10}$	=	6,8	k $\Omega$	1 W, variabel	
$C_5 \dots C_6$	=	22 000 pF	500 V	$R_{11}$	=	330	k $\Omega$	1 W	
$C_7 \dots C_9$	=	0,5 $\mu$ F	500 V	$R_{12} \dots R_{14}$	=	4,7	k $\Omega$	1 W	
$R_1$	=	220	$\Omega$	1 W	$R_{15} \dots R_{17}$	=	330	k $\Omega$	1 W
$R_2$	=	33	k $\Omega$	1 W	$R_{18} \dots R_{20}$	=	2,2	k $\Omega$	16 W, drahtgewickelt
$R_3$	=	10	k $\Omega$	3 W, drahtgewickelt	$R_{21} \dots R_{22}$	=	220	k $\Omega$	1 W
$R_4$	=	3,4	M $\Omega$	1 W	$R_{23} \dots R_{24}$	=	100	k $\Omega$	1 W
$R_5$	=	6,8	M $\Omega$	1 W	$R_{25}$	=	16	$\Omega$	250 W, drahtgewickelt
$R_6$	=	47	k $\Omega$	1 W					
$Tr_1$	=	Leistungstransformator, primär 3 $\times$ 380 V, sekundär 6 $\times$ 69 V 15 A							
$Tr_2$	=	Heiztransformator, primär 220 V, sekundär 1,9 V 190 A							
$Tr_3 \dots Tr_5$	=	Impulstransformator, primär 110 V, sekundär 2 $\times$ 90 V ( <i>Valvo 84590</i> )							
$Tr_6 \dots Tr_8$	=	Transformator, primär 220 V, sekundär 150 V 100 mA							
$Tr_9$	=	Transformator, primär 220 V, sekundär 2 $\times$ 300 V 110 mA; 5 V 2 A; 115 V 20 mA							
$Tr_{10}$	=	Heiztransformator, primär 220 V, sekundär 6,3 V 2 A							
$Dr$	=	Drossel, 10 H 100 mA							
$M_1$	=	Drehspulinstrument, 60 A							
$M_2$	=	Drehspulinstrument, 100 V							



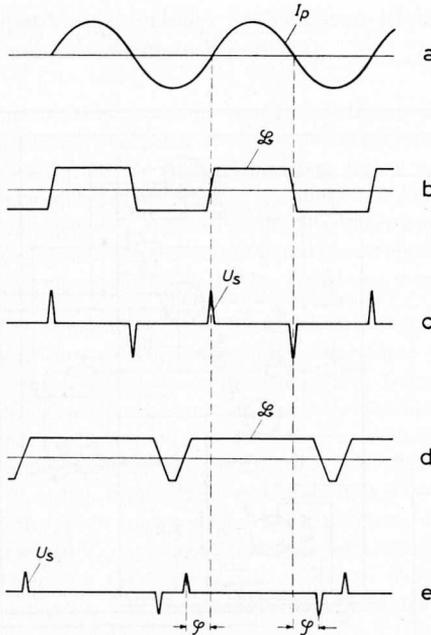


Abb. 6-6. (a) Strom durch die Primärwicklung des Impulstransformators ohne Gleichstromvormagnetisierung, (b) Verlauf der magnetischen Induktion, (c) Spannungsimpulse an der Sekundärwicklung, (d) Verlauf der magnetischen Induktion bei zusätzlicher Gleichstromvormagnetisierung, (e) phasenverschobene Spannungsimpulse an der Sekundärwicklung

(etwa 1 V) betrieben und die drei Plus-Anschlüsse mit dem Minus-Anschluß verbunden. An den im Aggregat eingebauten drei Widerständen von je 2,7 k $\Omega$  entsteht dann ein Spannungsabfall von etwa 20 V, der zur Sperrung der drei Thyratrons ausreicht. Dieser Gittervorspannung werden Impulse überlagert, die drei Impulstransformatoren  $Tr_3 \dots Tr_5$  (Valvo 84590) entnommen werden. Die beiden Sekundärwicklungen sind jeweils in Reihe geschaltet. Die Primärwicklungen werden aus drei Zwischentransformatoren  $Tr_6 \dots Tr_8$  mit Spannung versorgt.

Um eine veränderbare Phasenverschiebung der Impulse zu erreichen, fließt durch die Primärwicklungen der Impulstransformatoren ein variabler Gleichstrom, der von dem Steuerteil geliefert wird. In Abb. 6-6 ist (a) der durch die Primärwicklung eines Impulstransformators fließende Wechselstrom ohne Gleichstrom-Vormagnetisierung, (b) der sich hierbei ergebende Verlauf der magnetischen Induktion, (c) die in der Sekundärwicklung entstehenden Spannungsimpulse, (d) der Verlauf der magnetischen Induktion bei zusätzlicher Gleichstrom-Vormagnetisierung und (e) die hierdurch erzeugten phasenverschobenen

Impulse. Man sieht, daß die positiven Impulse um einen Winkel  $\varphi$  voreilen, während die negativen Impulse um den gleichen Winkel verzögert sind. Die sich in der Praxis ergebenden quantitativen Verhältnisse zeigt Abb. 6-7 für den Impulstransformator 84590. Bei Veränderung des Vormagnetisierungsstroms von Null bis + 40 mA ergibt sich eine Phasenbeschleunigung des positiven Impulses bis zu 60° (und eine Phasenverzögerung des negativen Impulses von gleicher Größe). In diesem Bereich kann der Zusammenhang für die Praxis noch als linear angesehen werden. Entsprechende Verhältnisse ergeben sich bei Umkehr der Richtung des Vormagnetisierungsstroms. Abb. 6-7 zeigt ferner den Verlauf der Impulsamplitude, die mit zunehmender Vormagnetisierung abnimmt. Das ist auf die geringere Steilheit des Kurvenverlaufs der magnetischen Induktion bei Vormagnetisierung zurückzuführen, spielt im vorliegenden Fall jedoch keine Rolle.

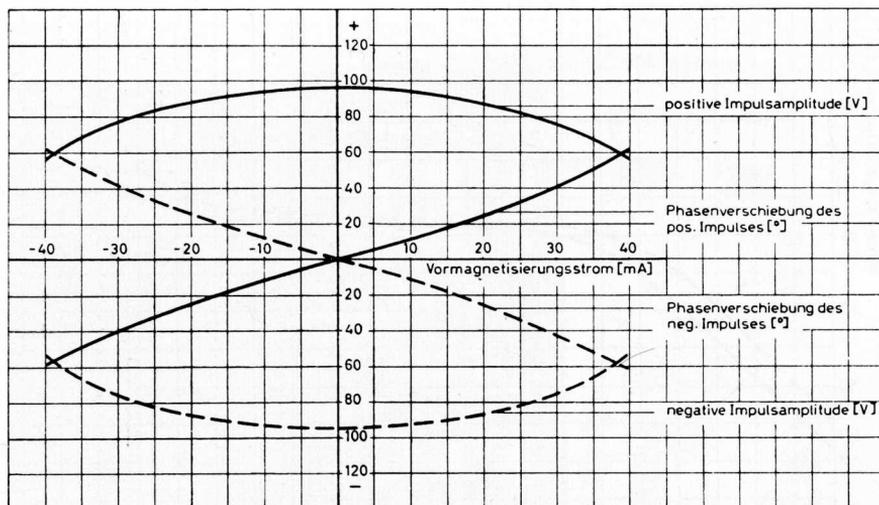


Abb. 6-7. Phasenwinkel und Amplitude der von dem Impulstransformator *Valvo* 84 590 gelieferten Impulse als Funktion des Vormagnetisierungsstroms

Der Vormagnetisierungsstrom wird durch die Röhre  $V_2$  (EL 34) geliefert, die zusammen mit  $V_1$  den zweistufigen Steuerverstärker bildet. Die vom Gleichrichter erzeugte Ausgangsspannung wird mit einer durch die Stabilisatorröhre  $G1$  (85 A 2) stabilisierten Bezugsspannung verglichen und die Differenz dem Steuergitter von  $V_1$  zugeführt. Bei zunehmender Ausgangsspannung wird das Steuergitter negativer, das Anodenpotential von  $V_1$  steigt, und der Anodenstrom von  $V_2$  nimmt zu. Damit erhöht sich die Vormagnetisierung der Impulstransformatoren, und die Phasenlage der Zündimpulse wird so verschoben, daß die Ausgangsspannung wieder abnimmt. *Abb. 6–8* zeigt die Regelkennlinien des Gleichrichters für einen Ausgangsstrom  $I_0$  von 7 A und 40 A (ohmsche Belastung) in Abhängigkeit von der Netzspannung. Der Nennwert der Ausgangsspannung ist 54 V. Läßt man einen Toleranzbereich von  $\pm 2\%$ , das heißt  $U_0 = 53 \dots 55$  V, zu, so ist bei einer Belastung von 7 A der zulässige Bereich der Netzspannungsschwankungen 350 bis 412 V. Bei einer Stromentnahme von 40 A bleibt die Ausgangsspannung innerhalb  $\pm 2\%$  konstant, wenn die Netzspannungsschwankungen im Bereich von 356 V und 418 V liegen. Da bei völligem Leerlauf die Ausgangsspannung heraufgeht, wird durch den Widerstand  $R_{25}$  eine Vorbelastung mit etwa 3...4 A vorgenommen.

Der Regelbereich und die Empfindlichkeit der Regelanordnung werden vergrößert, wenn man die Anodenwechselspannung der ungesteuerten Gleichrichterröhren  $G_1 \dots G_3$  kleiner wählt als die der Thyatronröhren  $T_1 \dots T_3$ . Ist das Verhältnis beider Spannungen Eins, so kann die Ausgangsspannung im Verhältnis 1,35 : 1,17 geändert werden, das heißt also im Verhältnis der Phasenfaktoren für sechs- beziehungsweise dreiphasigen Gleichrichterbetrieb. Wählt man das Verhältnis der Anodenwechselspannungen jedoch beispielsweise

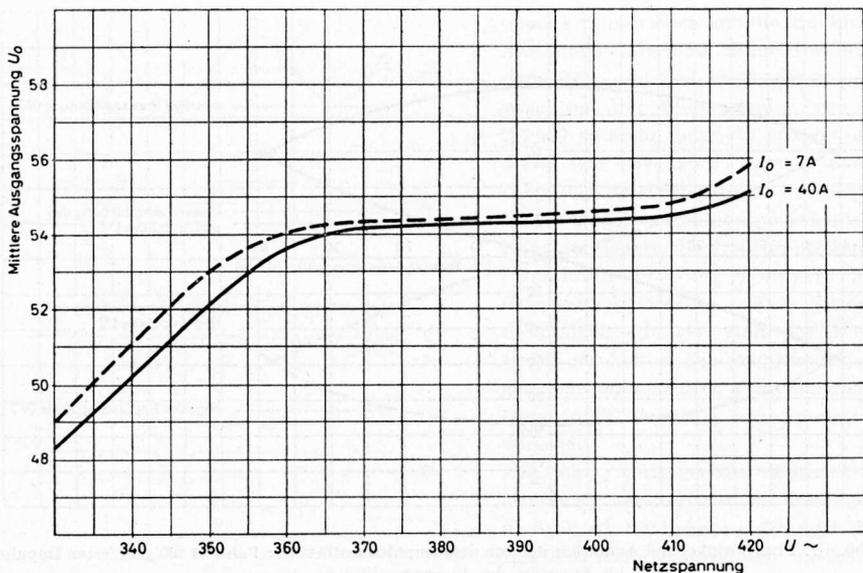


Abb. 6-8. Regelkennlinien des Gleichrichters nach Abb. 6-5

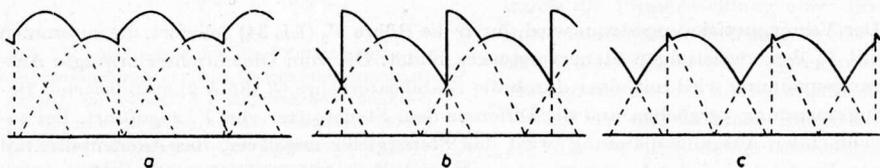


Abb. 6-8a. Kurvenform der Ausgangsspannung bei unterschiedlichen Anodenspannungen für die ungesteuerten Gleichrichterröhren und die Thyatronen, (a) bei Vollaussteuerung, (b) bei halber Aussteuerung, (c) in heruntergeregeltem Zustand

zu 0,85, so ergibt sich, wie eine einfache Rechnung zeigt, die Variationsmöglichkeit der Ausgangsspannung im Verhältnis 1,26 : 0,995. Die Kurvenform der Ausgangsspannung zeigt für diesen Fall *Abb. 6-8a* bei (a) Vollaussteuerung, (b) halber Aussteuerung und (c) im heruntergeregelten Zustand.

Die Ansicht des vollständigen Gleichrichters ist in *Abb. 6-9* wiedergegeben. Der in *Abb. 6-5* unten rechts befindliche Steuerteil ist konstruktiv zu einer Baugruppe zusammengefaßt und kann leicht ausgewechselt werden. Interessant ist die Anordnung der Einzelteile zu beiden Seiten von einer senkrechten Chassisplatte, die leichte Zugänglichkeit ermöglicht (*Abb. 6-9*, links). Den Aufbau eines anderen Gleichrichters für Buchhaltungsmaschinen, der eine Ausgangsspannung von 115 V (vorwählbar im Bereich von  $\pm 15\%$ ) bei maximal 60 A mit einer Konstanthaltung auf  $\pm 1\%$  des Spannungswertes liefert, zeigt *Abb. 6-10* (*Dr.-Ing. Jovy, Leer/Ostfriesland*).

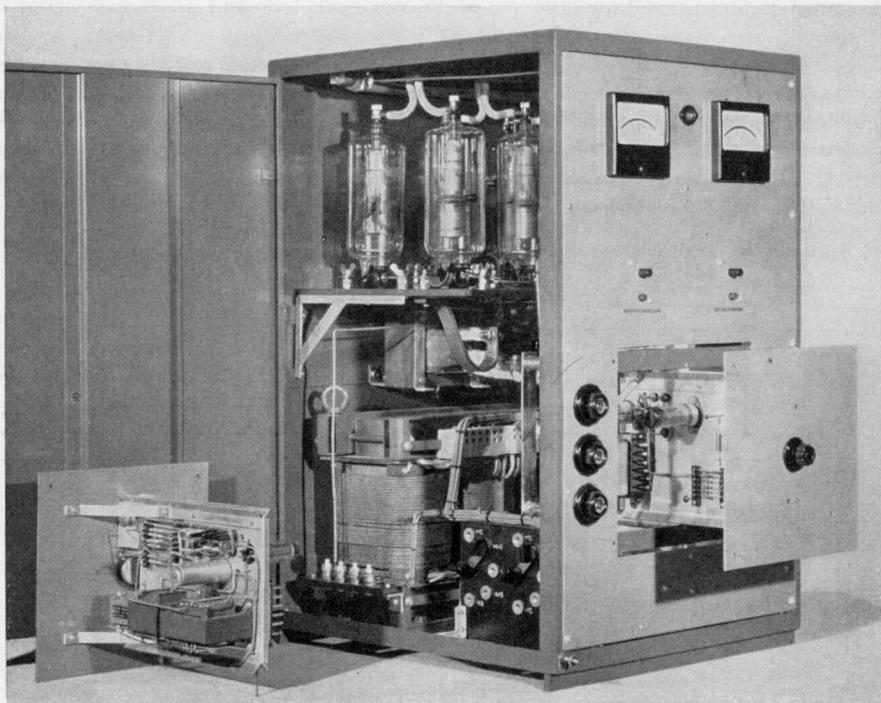


Abb. 6-9  
Ansicht des Gleichrichters nach der in  
Abb. 6-5 wiedergegebenen Schaltung

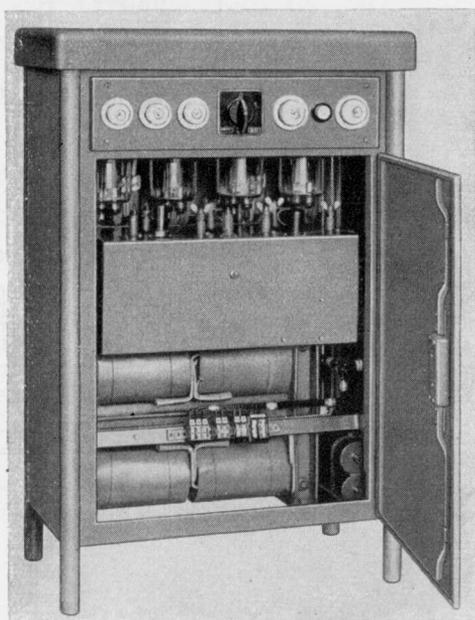


Abb. 6-10  
Vierphasiger Gleichrichter für Buchhaltungsmaschinen mit elektronischer Regelung der Ausgangsspannung auf  $\pm 1\%$  des Spannungswertes (Dr.-Ing. Jovy, Leer/Ostfriesland)

## Leonard-Feldstromrichter [19]

Die günstigen Eigenschaften eines Leonard-Aggregates lassen sich mit den Vorteilen der elektronischen Motorsteuerung besonders glücklich verbinden, wenn zur Ankerspannungsregelung des Antriebsmotors durch Beeinflussung des Generatorfeldes ein elektronisch gesteuerter Feldstromrichter benutzt wird<sup>15)</sup>. Abb. 6-11 stellt die Schaltung eines derartigen dreiphasigen Stromrichters dar (F.N. Wissing, Hamburg), der zur Versorgung des Feldes eines 9,5-kW-Gleichstromgenerators (220 V) dient.

<sup>15)</sup> Kretzmann, R.: HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK. II.17. Seite 262

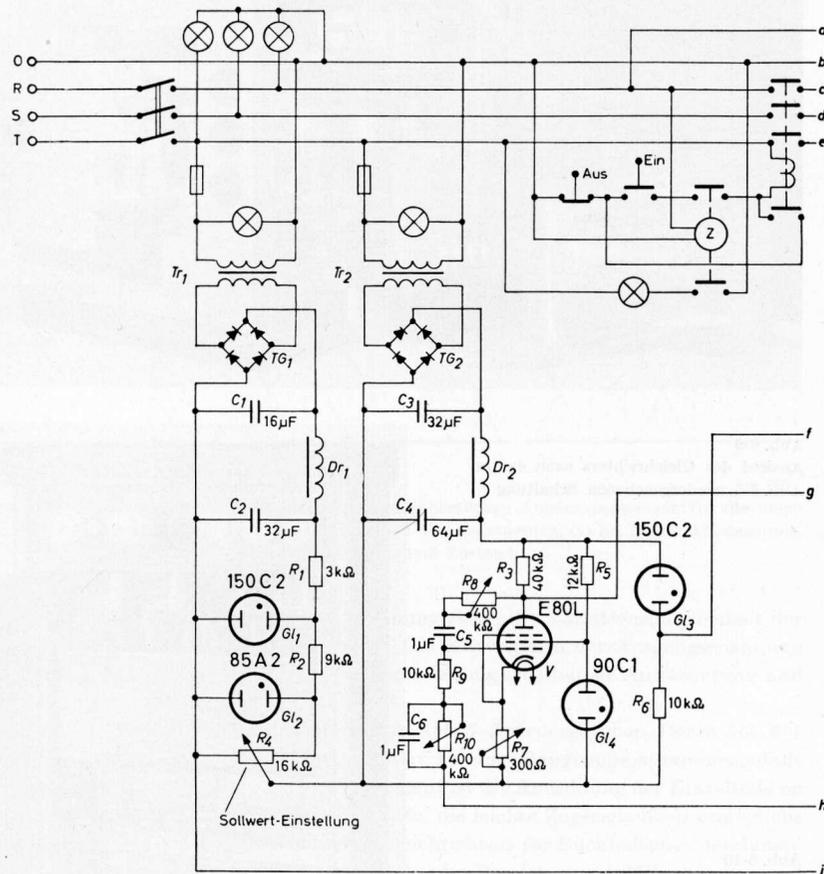
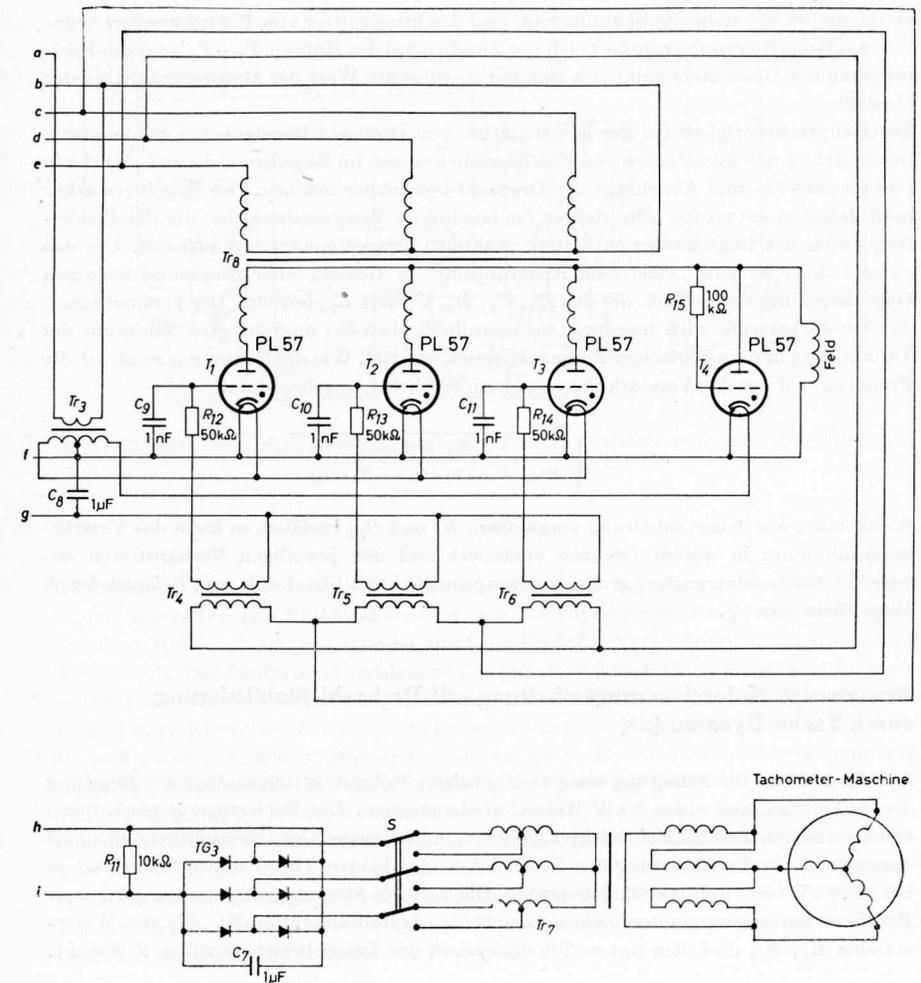


Abb. 6-11. Schaltung eines dreiphasigen Gleichrichters für die Steuerung des Generatorfeldes eines Leonard-Aggregates

Zur Gleichrichtung sind drei Thyatronröhren PL 57 ( $T_1 \dots T_3$ ) vorgesehen, die ihre Anodenspannung aus dem Leistungstransformator  $Tr_8$  erhalten. Parallel zur Feldwicklung ist eine weitere Röhre  $T_4$  des gleichen Typs geschaltet, die als Nullpunktanode arbeitet. Diese Maßnahme ist in Anbetracht der hohen Induktivität der Feldwicklung zweckmäßig. Da  $T_4$  nicht gesteuert wird, ist das Gitter über einen hochohmigen Widerstand  $R_{15}$  mit Anode verbunden. Die Gitter der Thyatronröhren  $T_1 \dots T_3$  sind mit jeweils einer um  $90^\circ$  phasenverzögerten Wechselspannung und einer gemeinsamen Steuergleichspannung beaufschlagt. Die Wechselspannungen werden den Steuertransformatoren



$Tr_4 \dots Tr_6$  entnommen, deren Primärwicklungen zur Erreichung der gewünschten Phasenverschiebung in Dreieckschaltung (gegenüber der Sternschaltung von  $Tr_8$ ) an das Netz angeschlossen sind. Die variable Steuergleichspannung wird durch eine Brückenschaltung geliefert, die aus  $R_6$ ,  $Gl_3$ ,  $R_3$  und der Verstärkerröhre  $V$  besteht. Offenbar sind die Röhren  $T_1 \dots T_3$  voll stromleitend, wenn  $V$  durch genügend negative Spannung am Steuergitter gesperrt ist. Die Steuerspannung für  $V$  setzt sich aus einer doppelt stabilisierten Bezugsspannung, die an  $R_4$  abgegriffen wird, und einer der jeweiligen Motordrehzahl proportionalen Spannung zusammen, die durch Gleichrichtung der dreiphasigen Ausgangsspannung einer Tachometer-Maschine gewonnen wird. Durch den Schalter  $S$  kann auf zwei Drehzahlbereiche umgeschaltet werden.  $R_4$  dient zur Voreinstellung des Drehzahl-Sollwertes. Wird er zum Beispiel aus irgendeiner Ursache überschritten, so steigt die an  $R_{11}$  stehende Spannung an, und das Steuergitter von  $V$  wird weniger negativ. Als Folge hiervon vergrößert sich der Zündwinkel der Röhren  $T_1 \dots T_3$ , und die Felderregung des Generators sinkt, bis sich der gewünschte Wert der Motordrehzahl wieder einstellt.

Die Hauptschwierigkeit bei der Konstruktion von Drehzahl-Regelanlagen der beschriebenen Art ist das Ausschalten von Pendelerscheinungen im Regelkreis, die sich durch ein periodisches Zu- und Abnehmen der Drehzahl bemerkbar machen. Der Regelverstärker muß daher so entworfen sein, daß er für bestimmte Frequenzbereiche, die die Pendelfrequenzen des Regelkreises enthalten, praktisch keine Verstärkung aufweist. Um das zu erreichen, ist eine „elastische Rückführung“ in Gestalt einer frequenzabhängigen Gegenkopplung vorgesehen, die aus  $R_8$ ,  $C_5$ ,  $R_9$ ,  $C_6$  und  $R_{10}$  besteht. Der Frequenzgang der Verstärkerstufe wird hierdurch so beeinflusst, daß ein ausgeprägtes Minimum der Verstärkung in dem kritischen Frequenzbereich auftritt. Wie die Rechnung zeigt, ist die Frequenz, bei der das Verstärkungsminimum erscheint, gegeben durch

$$\omega = \pm \sqrt{\frac{R_9 + R_{10}}{R_{10} \cdot C_6 \cdot (R_8 \cdot C_5 - R_9 \cdot C_6)}}$$

Wählt man, wie in der Schaltung vorgesehen,  $R_8$  und  $R_{10}$  variabel, so kann das Verstärkungsminimum in weiten Grenzen verändert und den jeweiligen Verhältnissen angepaßt werden. Eine weitere grobe Änderungsmöglichkeit bietet sich zum Beispiel durch Vergrößern von  $C_6$ .

### Zweiphasige Motorsteuerungsschaltung mit Drehzahl-Stabilisierung durch Tacho-Dynamo [25]

In Abb. 6-12 ist die Schaltung einer zweiphasigen Motorsteuerungsanlage zur Regelung der Ankerspannung eines 2-kW-Motors wiedergegeben. Die Felderregung wird durch einen einfachen Trockengleichrichter geliefert und ist wegen der Übersichtlichkeit nicht dargestellt. Die Beeinflussung des Zündwinkels der beiden Thyatronröhren erfolgt in bekannter Weise durch Vertikalsteuerung. Die variable Steuergleichspannung wird einer Brückenschaltung entnommen, die aus den beiden Stabilisatorröhren  $Gl_1$ ,  $Gl_2$ , den Widerständen  $R_9$ ,  $R_{10}$  und dem linken Triodensystem der Langlebensdaueröhre  $V$  besteht.

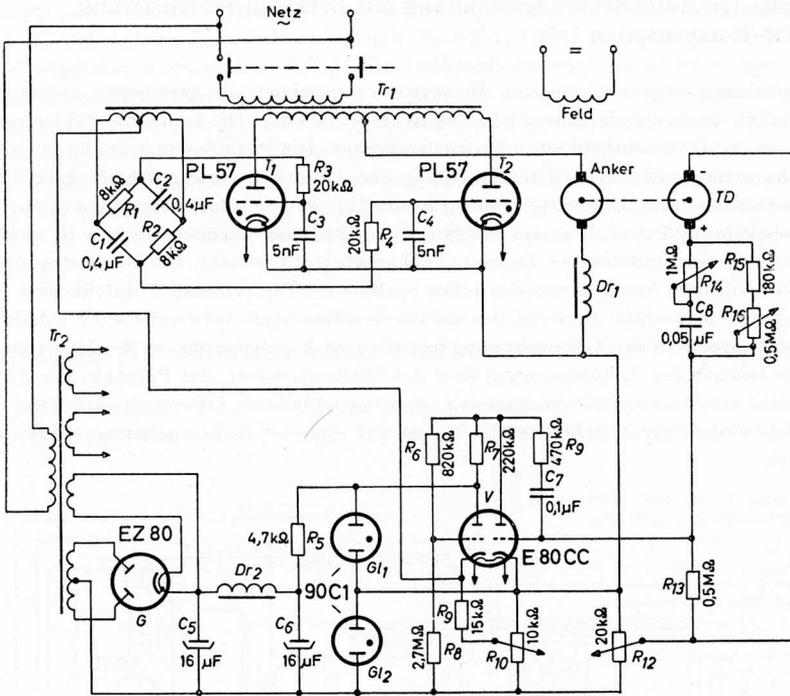


Abb. 6-12. Zweiphasige Motorsteuerungsschaltung mit Drehzahl-Stabilisierung durch Tacho-Dynamo

Ist dieses nicht stromleitend, so hat die Katode das an  $R_{10}$  abgegriffene Potential, das negativ gegenüber dem Potential der Kathoden der Thyatronröhren  $T_1$ ,  $T_2$  ist. Folglich sind diese Röhren dann gesperrt oder zünden mit großer Verzögerung in jeder positiven Halbperiode. Der Zündwinkel verkleinert sich jedoch in dem Maße, wie das linke Triodensystem von  $V$  Strom zu führen beginnt. Das ist der Fall, wenn das rechte Triodensystem weniger stromleitend wird und sich das Potential der rechten Anode hebt, das heißt, wenn die an  $R_{12}$  abgegriffene Bezugsspannung die vom Tacho-Dynamo  $TD$  gelieferte Spannung übersteigt. Im umgekehrten Fall, wenn die Tacho-Spannung größer wird, erhöht sich der Zündwinkel der Thyratrons, und die Motordrehzahl geht zurück.

Das im Gitterkreis und zwischen Gitter und Anode des rechten Triodensystems angeordnete  $RC$ -Netzwerk dient, wie bei der zuvor beschriebenen Schaltung, als elastische Rückführung zur Vermeidung von Pendelerscheinungen.

Die erreichbare Genauigkeit der Drehzahl-Stabilisierung ist etwa  $0,5 \dots 1\%$  bei einem Drehzahl-Regelbereich bis  $1 : 20$ .

## Zweiphasige Motorsteuerungsschaltung mit Drehzahl-Stabilisierung und $IR$ -Kompensation [25]

Die Schaltung einer zweiphasigen Motorsteuerungsanlage, die geringeren Ansprüchen hinsichtlich Drehzahlkonstanz genügt, stellt *Abb. 6-13* dar. Die konstante Felderregung ist wegen der Übersichtlichkeit nicht wiedergegeben. Die Beeinflussung des Zündwinkels der Thyatronröhren  $T_1$ ,  $T_2$  zur Regelung der Ankerspannung geschieht hier durch Horizontalsteuerung. Der Gittertransformator  $Tr_4$ , der die phasenverschobene Steuerwechselspannung liefert, liegt am Ausgang einer  $RL$ -Phasenbrücke, die aus  $R_1$  und der gleichstrom-vormagnetisierten Drossel (Transduktor)  $Tr_d$  besteht. Die Gleichstromwicklung wird von dem Anodenstrom des linken Systems der Doppeltriode  $V$  durchflossen. Das Steuergitter des rechten Systems, das als Vorverstärkerstufe verwendet wird, erhält die Differenz eines Teils der Ankerspannung und einer an  $R_{13}$  abgegriffenen Bezugsspannung. Bei Überwiegen der Ankerspannung wird das Gitter positiver, das Potential der Anode sinkt, und der Vormagnetisierungsstrom nimmt gleichfalls ab. Hierdurch vergrößert sich der Zündwinkel der Thyratrons  $T_1$ ,  $T_2$ , so daß sich die Ankerspannung wieder vermindert.

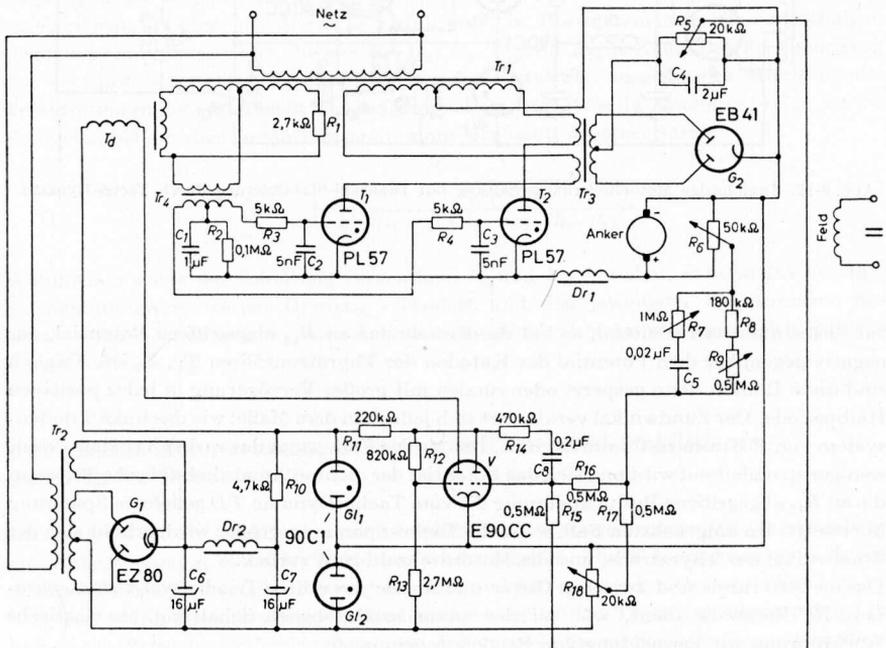


Abb. 6-13. Zweiphasige Motorsteuerungsschaltung mit Drehzahl-Stabilisierung und  $IR$ -Kompensation



Die konstante Felderregung ist wegen der Übersichtlichkeit fortgelassen worden. Der gewünschte Wert des Drehmomentes wird durch  $R_{17}$  voreingestellt. Das rechte Triodensystem von  $V$  ist dann zunächst gesperrt, das heißt, die Anode hat ein hohes Potential, das über den Spannungsteiler  $R_9, R_{11}$  auf das Gitter des linken Triodensystems übertragen wird. Dieses System ist somit leitend, und das Potential der Katode liegt hoch. Die Thyatronröhren  $T_1, T_2$  zünden unverzögert, und der Motor läuft hoch. Sobald der vorgewählte Wert des Drehmomentes erreicht ist, entsteht eine Spannung entsprechender Größe an der Sekundärseite des Stromtransformators  $Tr_3$ , die gleichgerichtet und mit positivem Vorzeichen dem Gitter des rechten Triodensystems zugeführt wird. Da die Spannung der an  $R_{17}$  abgegriffenen Bezugsspannung entgegenwirkt, wird verhindert, daß sich das Drehmoment über den vorgewählten Wert hinaus erhöht.

### Wickelantriebssteuerung [25]

Bei Wickelantrieben muß bekanntlich – konstante Transportgeschwindigkeit des Wickelgutes vorausgesetzt – mit zunehmendem Wickeldurchmesser die Drehzahl abnehmen und das Drehmoment wachsen. Zu diesem Zweck läßt man eine Andruckrolle den Wickeldurchmesser abtasten, wodurch das Drehmoment-Potentiometer entsprechend verstellt wird. *Abb. 6–15* zeigt die Schaltung einer dreiphasigen Anlage. Die drei Ankerthyratrons sind durch Vertikalsteuerung beeinflusst; die um jeweils  $90^\circ$  phasenverzögerten Steuerwechselspannungen werden drei  $RC$ -Phasenbrücken entnommen. Der Aufbau des Steuerverstärkers entspricht im übrigen der in *Abb. 6–14* wiedergegebenen Schaltung. Die Andruckrolle ist mit dem Potentiometer  $R_{16}$  mechanisch gekuppelt.  $R_{18}$  dient zur Voreinstellung des höchstzulässigen Drehmomentes.

### Vorschubantrieb

Die Schaltung einer einphasigen Motorsteuerungsanlage, wie sie zum Beispiel für Vorschubantriebe in Betracht kommt, ist in *Abb. 6–16* wiedergegeben. Sie ist mit belastungsunabhängiger Drehzahl-Stabilisierung durch Ankerspannungskontrolle mit  $IR$ -Kompensation, Drehrichtungsumkehr und Widerstandsbremung ausgerüstet. Wiederum wird Vertikalsteuerung benutzt. Eine  $RC$ -Phasenbrücke dient zur Gewinnung der um  $90^\circ$  phasenverzögerten Steuerwechselspannung. Die variable Gleichspannung setzt sich aus einer (festen) negativen Komponente, die durch Gleichrichtung der halben Brückenspannung mittels  $TG_3$  gewonnen wird, und einer variablen positiven Komponente zusammen, die der Gleichrichter  $TG_4$  liefert. Der Transformator  $Tr_4$  liegt am Ausgang einer mit der Regelröhre EF 85 bestückten Verstärkerstufe, der eingangsseitig eine Wechselspannung von etwa einem Volt aus dem Transformator  $Tr_2$  zugeführt wird. Die Größe der verstärkten Ausgangswechselspannung und damit der positiven Steuerspannungskomponente hängt von der Steilheit der Regelröhre im Arbeitspunkt, das heißt von der Größe der negativen Steuergittervorspannung, ab. Diese setzt sich aus drei Komponenten zusammen, und zwar aus der stabilisierten positiven Bezugsspannung, die an  $R_2$  abgegriffen wird, dem an  $R_5$  abfallenden Teil der (negativ gerichteten) Ankerspannung und

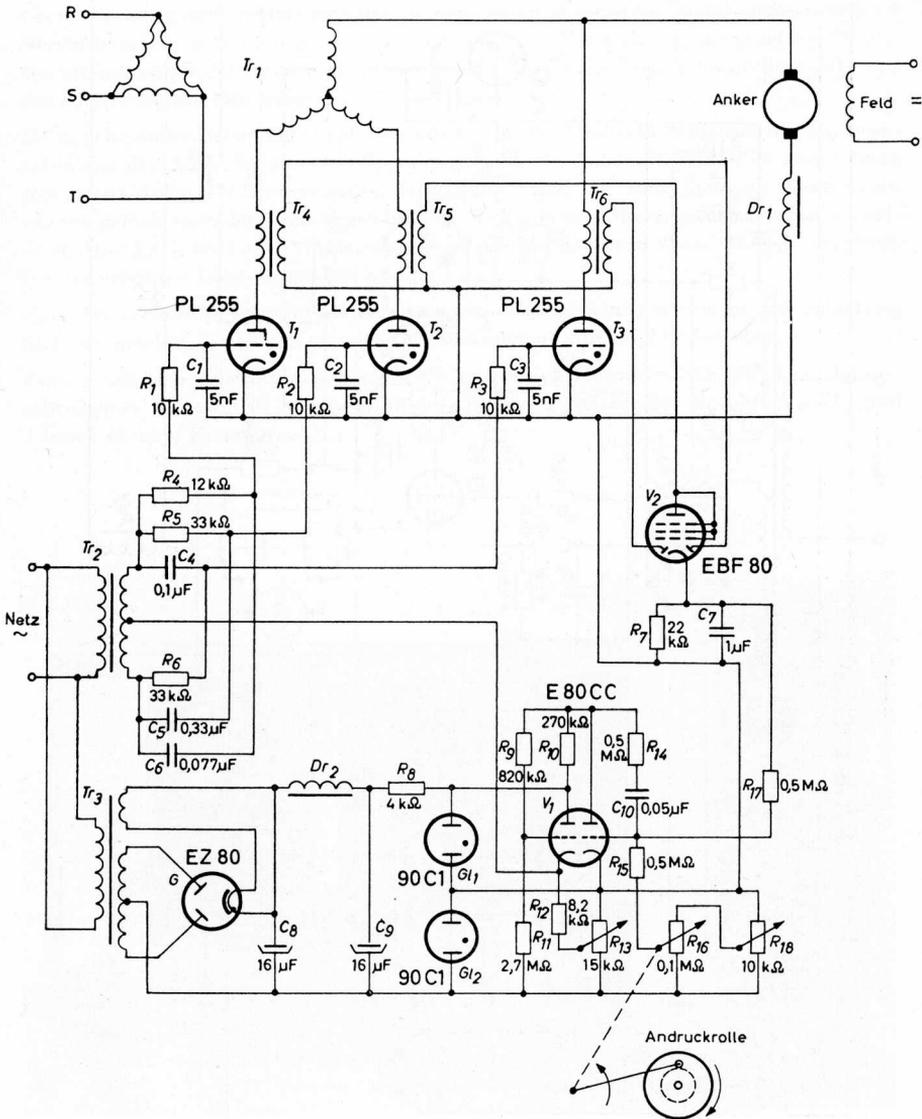


Abb. 6-15. Wickelantriebsteuerung

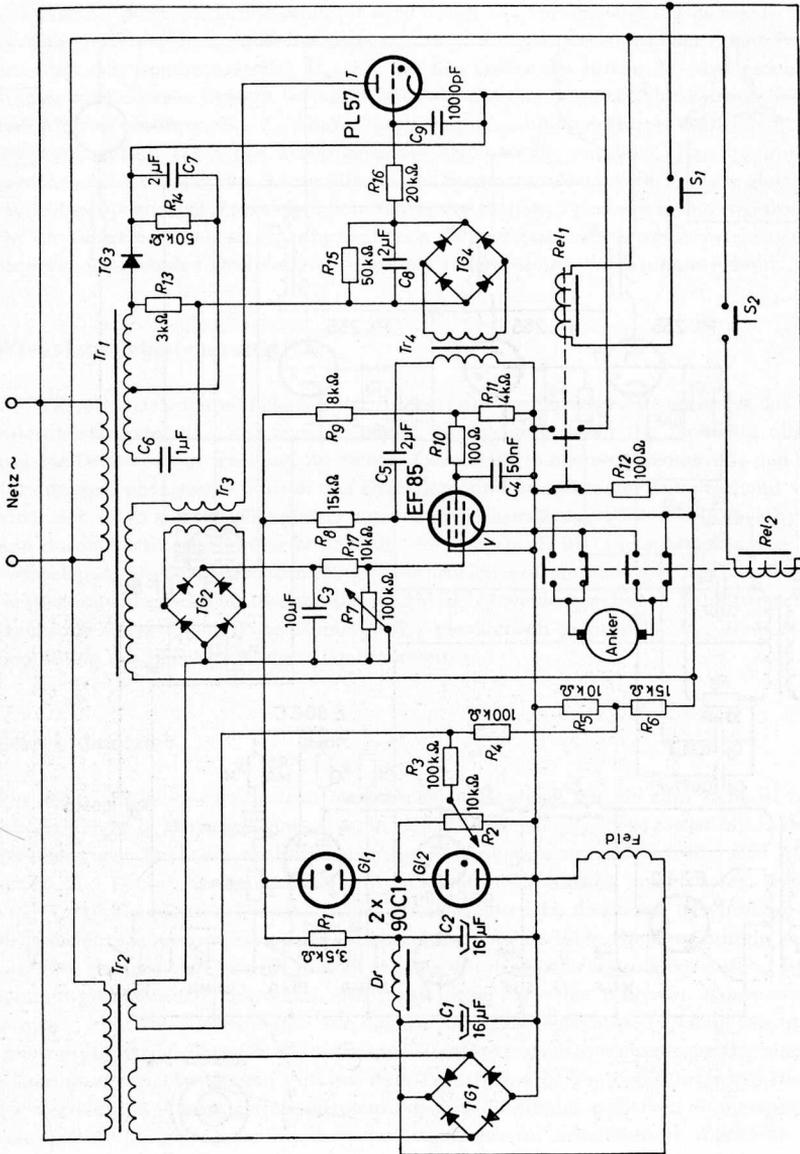


Abb. 6-16. Einphasige Motorsteuerungsschaltung für Vorschubantriebe

einer an  $R_7$  abfallenden positiven Spannungskomponente, deren Größe proportional dem Ankerstrom ist. Falls beispielsweise die Drehzahl den durch  $R_2$  vorgewählten Wert zu übersteigen beginnt, wächst der Spannungsabfall an  $R_5$ , und die Gittervorspannung der Verstärkerröhre  $V$  wird negativer. Damit sinkt die Verstärkung, die positive Steuerungsspannungskomponente nimmt gleichfalls ab, der Zündwinkel von  $T$  vergrößert sich, und die Motordrehzahl fällt wieder.

Bei zunehmender Belastung des Motors würde trotz der Drehzahl-Stabilisierung ein Drehzahlabfall durch den wachsenden Spannungsabfall am Ankerwiderstand zu verzeichnen sein, wenn keine  $IR$ -Kompensation vorhanden wäre. Mit zunehmendem Ankerstrom wächst jedoch auch der Spannungsabfall an  $R_7$  und macht das Steuergitter von  $V$  positiver. Hierdurch tritt eine Verkleinerung des Zündwinkels von  $T$  ein, die den Ausgleich für den erhöhten Leistungsbedarf bringt.

Eine Ankerstrombegrenzung als Schutz gegen Überbelastung wurde in der Schaltung nicht vorgesehen, ist jedoch ohne großen zusätzlichen Aufwand realisierbar.

Zwei praktische Ausführungsbeispiele für einphasige Motorsteueranlagen der beschriebenen Art sind in *Abb. 6-17* und *6-18* gezeigt (*G. Ziegler*, Frankfurt a.M., und *Pintsch-Elektro*, Konstanz a.B.).

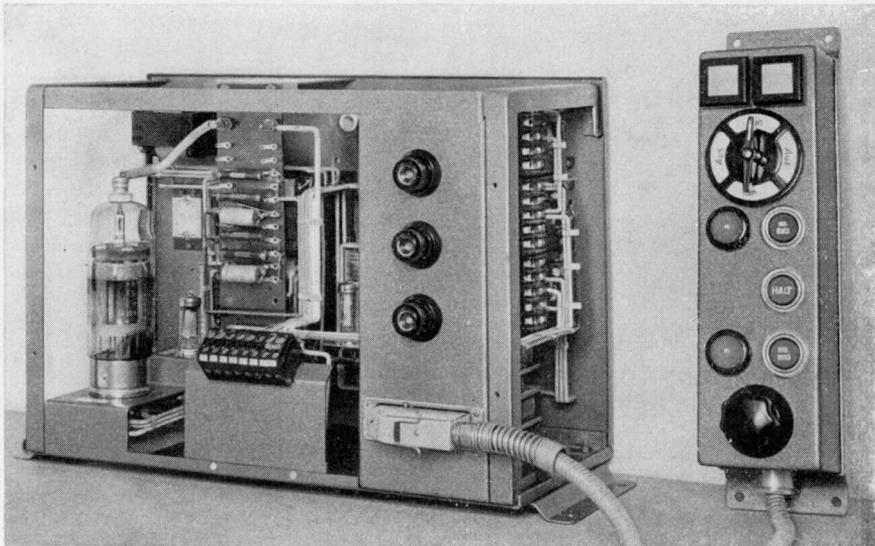


Abb. 6-17. Einphasige Motorsteueranlage mit separatem Steuerteil für Vor- und Rückwärtslauf und Drehzahl-Einstellung (*G. Ziegler*, Frankfurt a.M.)

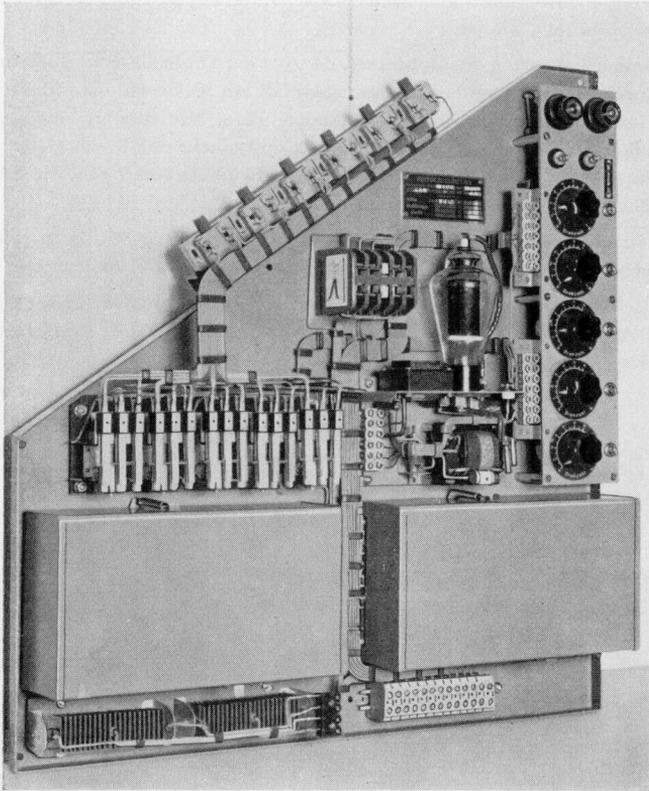


Abb. 6-18

Einphasige Motorsteuerung mit *IR*-Kompensation, Schnellbremsung und  
Drehzahl-Vorwahl für eine Garnbefeuchtungsmaschine  
(*Pintsch Electro GmbH*, Konstanz)

## Transformatorlose dreiphasige Motorsteuerungsanlage

Abb. 6–19 gibt die Schaltung einer dreiphasigen Motorsteuerungsanlage wieder, die mit selbsttätiger Drehzahl-Stabilisierung durch Tachometer-Maschine und mit Ankerstrombegrenzung ausgerüstet ist (*F.N. Wissing, Hamburg*). Da es sich um eine Anlage mit nur kleiner Leistung (etwa 1,5 kW) handelt, kann aus Ersparnisgründen auf den eingangsseitigen Leistungstransformator verzichtet werden. Der gleichgerichtete Strom wird dann über den Nulleiter rückgeführt. Die drei Thyatronröhren arbeiten in bekannter Weise mit Vertikalsteuerung. Die veränderliche Steuergleichspannung wird einer Brücken-anordnung entnommen, deren rechter Zweig aus  $R_7$  und  $V_2$  und linker Zweig aus  $R_6$ ,  $R_8$  und  $V_1$  besteht. Ferner sind parallel zu  $R_8$  und  $V_1$  die Glimmstrecken-Stabilisatoren  $Gl_4$  und  $Gl_5$  mit ihren Vorwiderständen  $R_9$  und  $R_{10}$  geschaltet. Durch den über die Stabilisatoren fließenden Strom stellt sich am Punkt  $B$  ein Potential von etwa 340 V ein. Der Katodenwiderstand  $R_{16}$  ist so eingestellt, daß im Normalbetrieb, wenn keine weitere Spannung am Steuergitter von  $V_2$  wirksam ist, am Punkt  $C$  ein Potential von 270 V herrscht. Dem Steuergitter von  $V_1$  wird die Differenz aus einer stabilisierten Bezugsspannung, deren Größe mit  $R_3$  einstellbar ist, und einer der Drehzahl des Motors proportionalen Spannung zugeführt, die durch Gleichrichtung der dreiphasigen Ausgangsspannung der Tachometer-Maschine  $TD$  gewonnen wird. Falls diese Spannung durch Erhöhung der Drehzahl ansteigt, wird das Steuergitter von  $V_1$  positiver, und das Potential des Punktes  $A$  fällt. Damit vergrößert sich der Zündwinkel der Thyatronen  $T_1 \dots T_3$ , und die Motordrehzahl nimmt wieder ab. Das Potential von  $A$  kann je nach der Größe der Steuergitterspannung von  $V_1$  zwischen etwa 200 und 340 V schwanken, so daß sich die Steuergleichspannung am Ausgang der Brücken-anordnung zwischen  $-70$  und  $+70$  V bewegt, solange sich der Zustand von  $V_2$  nicht ändert. Diese Röhre dient zur Ankerstrombegrenzung. Am Steuergitter liegt über die Diodenstrecke  $G$  die Differenz aus einer an  $R_5$  abgegriffenen stabilisierten Bezugsspannung und einer der Größe des Ankerstroms proportionalen Spannung, die durch Gleichrichtung der von den Stromtransformatoren  $Tr_5 \dots Tr_7$  gelieferten Spannungen entsteht. Solange die Bezugsspannung überwiegt, ist die Katode von  $G$  positiv, und die Gitterspannung von  $V_2$  bleibt unverändert. Falls jedoch der Ankerstrom einen bestimmten Höchstwert zu überschreiten droht, überwiegt die an  $R_{22}$  stehende Spannung, und die Gitterspannung von  $V_2$  wird negativer. Damit steigt das Potential des Punktes  $C$  (gegebenenfalls bis auf 400 V), und der Zündwinkel der Röhren  $T_1 \dots T_3$  wird so vergrößert, daß der Ankerstrom unterhalb des mit  $R_5$  vor-eingestellten Maximalwertes bleibt.

## Sechshephasiger Motor-Umkehrstromrichter für eine Aufzugsteuerung [25]

Bei Aufzugantrieben tritt je nach der Fahrtrichtung und den Belastungsverhältnissen des Korbes ein ständiger Wechsel zwischen Leistungsaufnahme und Abbremsen auf, der vor allem bei größeren Anlagen die Anwendung von Umkehrstromrichtern vorteilhaft erscheinen läßt, um eine Rückführung der überschüssigen Energie in das Netz mit optimaler Bremswirkung zu ermöglichen. Die Schaltung einer Anlage für eine Motorleistung



von rund 30 kW ist in *Abb. 6-20* (Faltblatt hinter dem Sachverzeichnis) dargestellt. Wegen der Übersichtlichkeit ist in dem Schaltbild eine Reihe von Vereinfachungen vorgenommen worden. So sind die Primärwicklungen der Steuertransformatoren  $Tr_{27} \dots Tr_{29}$  fortgelassen und die Wicklungen der übrigen Transformatoren im Interesse kurzer Leitungsführungen räumlich getrennt gezeichnet worden. Die Indices 1 deuten dabei die Primärwicklungen, die Indices 2 und 3 die Sekundärwicklungen an. Die Gleichrichtung erfolgt in Dreiphasen-Doppelsternschaltung; die Thyratrons  $T_4 \dots T_9$  dienen dem Motorantrieb, während die Röhren  $T_1 \dots T_3$  und  $T_{10} \dots T_{12}$  die Nutzbremmung bewirken. Die Umkehr der Drehrichtung geschieht durch Umpolen des Feldes. Um in stromlosem Zustand schalten zu können, erhalten die Gitter der Feldgleichrichterröhren  $T_{13} \dots T_{15}$ , die im übrigen ungesteuert arbeiten, vor dem Umpolen eine hohe negative Spannung. Die Ankerthyratrons arbeiten mit Horizontalsteuerung. Die Gitterkreise enthalten die Sekundärwicklungen der Steuertransformatoren  $Tr_{15} \dots Tr_{26}$ , deren Primärwicklungen am Ausgang von sechs *RL*-Phasenbrücken liegen. Mit den linken drei Phasenbrücken steuert man die Bremsthyratrons, mit den rechten drei die Antriebthyratrons. Die Gleichstromwicklungen der zugehörigen Transduktoren liegen jeweils in einem gemeinsamen Stromkreis. Bei zunehmendem Strom durch den rechten Stromkreis verringert sich der Zündwinkel der Antriebsthyratrons, die Drehzahl steigt, während bei Stromfluß durch den linken Stromkreis die Bremsthyratrons geöffnet werden und die kinetische Energie des Motors in Form von elektrischer Energie in das Netz zurückgeliefert wird. Zur Kontrolle der Drehzahl ist mit dem Motor ein Tacho-Dynamo *TD* gekuppelt. In Serie mit den Ankerthyratrons liegen die Primärwicklungen der Stromtransformatoren  $Tr_3 \dots Tr_{14}$  für die Ankerstrombegrenzung.

Das Schaltbild des elektronischen Steuerteils der Anlage ist in *Abb. 6-21* gezeigt. Zur Vereinfachung ist der stabilisierte Stromversorgungsteil fortgelassen worden. Den Klemmen 1, 2 wird die drehzahlproportionale Spannung des Tacho-Dynamos zugeführt. Sinkt sie, so wird das Triodensystem *b* der Röhre *I* weniger stromleitend, und die Gitterpotentiale der Systeme *Ia* und *I Ib* steigen. Damit fließt durch *Ia* und den rechten Transduktor-Stromkreis in *Abb. 6-20* ein erhöhter Strom, der zu einer Vorverlegung des Zündzeitpunktes der Antriebsthyratrons und damit zur Heraufsetzung der Drehzahl führt. Gleichzeitig wird der linke Transduktorstromkreis gänzlich stromlos. Geht umgekehrt die Motordrehzahl, zum Beispiel durch Entlastung des Fahrkorbes, herauf, so wird das Gitter von *Ib* positiver, und das Gitterpotential der Systeme *Ia* und *I Ib* fällt. Folglich wird der Transduktor-Stromkreis für die Antriebsthyratrons stromlos, während das System *I Ia* Strom zu führen beginnt und die Bremsthyratrons geöffnet werden. Hierdurch wird die Drehzahl rasch wieder auf den ursprünglichen Wert zurückgebracht.

Wesentlich bei Aufzugesantrieben ist das Anfahren und das Einfahren in die Endposition, was mit bestimmtem Beschleunigungs- beziehungsweise Verzögerungsmoment zu geschehen hat. Zu diesem Zweck sind die Röhren *III* und *IV* vorgesehen, die einen entsprechenden zeitlichen Verlauf der Tacho-Spannung entgegenwirkenden Bezugsspannung hervorrufen. Vor dem Start befindet sich der Schalter  $S_2$  in der gezeichneten Position. Das dritte Gitter der Röhre *III* ist dann um 50 V negativer als die Katode, und es fließt kein Anodenstrom. Der Spannungsabfall an dem 150-k $\Omega$ -Anodenwiderstand ist somit Null. Der zwischen Anode und Steuergitter liegende Kondensator wird über die

Strecke Katode – Steuergitter auf beinahe 100 V aufgeladen. Wenn nun zum Anfahren der Schalter  $S_2$  in die andere Position gebracht wird, beginnt der Anodenstrom zu fließen. Wegen der Ladung des Kondensators wird dem Steuergitter jedoch ein negatives Potential erteilt, so daß der Anodenstrom und damit der Spannungsabfall am Anodenwiderstand zunächst nur sehr klein ist. Der Kondensator kann sich wiederum nur in dem Maße entladen, wie ein Spannungsabfall am Anodenwiderstand auftritt (Miller-Effekt). Das Ergebnis ist ein langsames lineares Anwachsen des Anodenstroms bis zu einem Endwert, der durch die Einstellung des Potentiometers für die Schirmgitterspannung

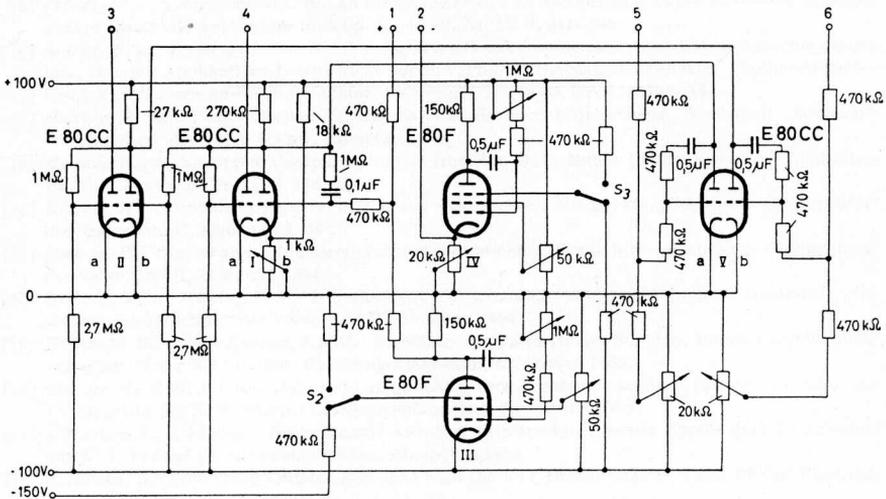


Abb. 6-21. Schaltung des elektronischen Steuerteils zu Abb. 6-20

bestimmt wird. Dementsprechend entsteht eine mit der Zeit linear zunehmende negative Bezugsspannung im Gitterkreis des Röhrensystems  $Ib$ , und die Motordrehzahl läuft im gleichen Maße hoch. Zum Einfahren auf ein Stockwerk wird der Schalter  $S_3$  in die andere Stellung gebracht. Der Anodenstrom der Röhre  $IV$ , die ähnlich wie die Röhre  $III$  geschaltet ist, beginnt dann ebenfalls zeitproportional anzusteigen. Am Katodenwiderstand baut sich eine entsprechende positive Spannung auf, die eine allmähliche Drehzahlverminderung des Motors hervorruft. Der Grad der Beschleunigung oder Verzögerung wird durch die beiden variablen  $1\text{-M}\Omega$ -Widerstände, über die sich die Kondensatoren entladen, eingestellt.

Die Röhre  $V$  dient zur Ankerstrombegrenzung. Die Gitter der beiden Systeme erhalten negative Vorspannungen über die beiden 20-k $\Omega$ -Potentiometer, durch deren Einstellung der Einsatz der Strombegrenzung bestimmt wird. Das System  $Va$  ist parallel zu  $Ib$ , das System  $Vb$  parallel zu  $Iib$  geschaltet. Wenn nun beispielsweise durch eine zu große Belastung des Fahrkorbes der Ankerstrom einen bestimmten Höchstwert zu überschreiten droht, dann übersteigt die durch die Stromtransformatoren  $Tr_6 \dots Tr_{11}$  gelieferte und gleichgerichtete Spannung die negative Gittervorspannung von  $Va$ , und dieses System wird stromleitend. Als Folge davon wird System  $Ia$  weniger leitend und der Zündwinkel der Antriebthyratrons vergrößert. In analoger Weise wird über  $Vb$  verhindert, daß der Strom durch die Bremsthyratrons einen voreingestellten Maximalwert übersteigt.

---

## SCHRIFTTUMS- UND QUELLENVERZEICHNIS

- [1] *Blasberg, E.*: An Iron Detector for Protecting Machines. Philips Electronic Application Bulletin. 14 (1953). Nr. 10. S. 151—155
- [2] *Blasberg, E.*, u. *de Groot, A.*: Metallmeldegeräte. Philips' Technische Rundschau. 15 (1953). Nr. 1. S. 1—10
- [3] *Chute, G. M.*: Load Sharer for Welder Ignitrons. Electronics. 24 (1951). Nr. 2. S. 71—73
- [4] *Domburg, I.*, u. *Six, W.*: Een gasontladingsbuis met koude kathode als schakelement in de automatische telefonie. Philips Technisch Tijdschrift. 15 (1953). Nr. 10. S. 285—300
- [5] *de Gier, N. A.*, u. *van Suchtelen, H.*: An Electronic Device for Safeguarding Paper-Processing Machines. Philips Electronic Application Bulletin. 11 (1950). Nr. 12. S. 241—245
- [6] *de Gier, N. A.*, u. *van Suchtelen, H.*: Some constructional data on magnetostriction ultrasonic generators. Interner Applikations-Laborbericht der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven 1955
- [7] *Greif, K.*: Microsecond-Spike Generator. Electronics. 27 (1954). Nr. 9. S. 182—184
- [8] *Hertwig, H.*: Ein Phasenschieber für automatische Horizontal-Steuerungen. Sonderheft „Gesteuerte Gleichrichter“ der Valvo GmbH, Hamburg 1954
- [9] *Hertwig, H.*: Motor Speed Control at Supply from the D. C. Mains. Philips Electronic Application Bulletin. 14 (1953). Nr. 11. S. 174—176
- [10] *Hertwig, H.*: Spannungsgeregelter Dreiphasen-Gleichrichter. Sonderheft „Gesteuerte Gleichrichter“ der Valvo GmbH, Hamburg 1954
- [11] *Hertwig, H.*: Steuerbarer Dreiphasen-Vollweg-Gleichrichter. Sonderheft „Gesteuerte Gleichrichter“ der Valvo GmbH, Hamburg 1954
- [12] *Hertwig, H.*, u. *Wissing, F. N.*: Hilfszündgerät für gasgefüllte Gleichrichterröhren. Sonderheft „Gesteuerte Gleichrichter“ der Valvo GmbH, Hamburg 1954
- [13] *Hüblers, A. H.*, u. *van Koppen, J. H. J.*: Stabilizers for Valve Heater Supplies. Interner Applikations-Laborbericht der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven 1955
- [14] *van der Horst, H. L.*: Gestabiliseerde gelijkrichter voor boekhoudmachines. Interner Applikations-Laborbericht der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven 1954
- [15] *v. Houten, R.*: A 150 kc/s counter decade with four twin triodes. Interner Applikations-Laborbericht der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven 1954
- [16] *v. Houten, R.*: Low-Speed Counter Equipped with the E1T Decade Counter Tube. Philips Electronic Application Bulletin. 15 (1954). Nr. 6. S. 77—82
- [17] *Kretzmann, R.*: Fotoelektrische Längenabastung. Elektronische Rundschau. 9 (1955). Nr. 4. S. 134
- [18] *Kröner*: Bau von elektronisch stabilisierten Gleichstromspeisegeräten. Interner Applikations-Laborbericht der Valvo GmbH, Hamburg 1954
- [19] *Ludwig, E. H.*: Die Stabilisierung von Regelanordnungen mit Röhrenverstärkern durch Dämpfung oder elastische Rückführung. Archiv für Elektrotechnik. 34 (1940). Nr. 5
- [20] *Mol, G.*: 220 Mc/s Oscillator with a TBL 6/6000 Transmitting Valve. Philips Electronic Application Bulletin. 13 (1952). Nr. 8/9. S. 138—144
- [21] *Nather, R. E.*: High-Speed Counting with One-Tube Decades. Electronics. 27 (1954). Nr. 10. S. 174 bis 177
- [22] *Patić, P.*: Aperiodische Vorstufe für die E1T. Interner Applikations-Laborbericht der Valvo GmbH, Hamburg 1954
- [23] *Patić, P.*: Multiplikator mit der E1T. Interner Applikations-Laborbericht der Valvo GmbH, Hamburg 1954
- [24] *Patić, P.*, u. *Hertwig, H.*: Rückwärtszählung mit der E1T. Interner Applikations-Laborbericht der Valvo GmbH, Hamburg 1954
- [25] *Sobotka, H.*: Electronic Motor Control Devices. Philips Electronic Application Bulletin. 15 (1954). Nr. 4/5. S. 45—60 u. Nr. 7. S. 85—107
- [26] *v. Suchtelen, H.*: A floating-control Thermostat. Interner Applikations-Laborbericht der N. V. Philips', Gloeilampenfabrieken, Eindhoven 1954

- [27] *v. Suchtelen, H.*: Comments on Magnetic Sorting Bridges. Philips Electronic Application Bulletin. 10 (1949). Nr. 12. S. 261–273
- [28] *v. d. Velden, C.*: An universal pulse generator for use with the counter tube EIT. Interner Applikations-Laborbericht der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven 1953
- [29] *Wasser, R.*: Colour Density and Brightness Control Device. Philips' Electronic Application Bulletin. 15 (1954). Nr. 6. S. 83–84
- [30] *Wasser, R.*: Gerät zur Bestimmung von Fadenlängen bei Bonneterie-Maschinen. Interner Applikations-Laborbericht der Philips AG, Zürich 1954
- [31] *Wasser, R.*: Gerät zur Überwachung kleiner Helligkeits- oder Farbdichteunterschiede. Interner Applikations-Laborbericht der Philips AG, Zürich 1953
- [32] *Wasser, R.*: Impulsgenerator zur Erregung einer Schüttelvorrichtung. Interner Applikations-Laborbericht der Philips AG, Zürich 1953
- [33] *Wasser, R.*: Photoelektrisches Relais mit Impulssteuerung. Interner Applikations-Laborbericht der Philips AG, Zürich 1953
- [34] *Wasser, R.*: Steuergerät für kleine Punktschweißmaschinen. Interner Applikations-Laborbericht der Philips AG, Zürich 1953
- [35] *Wasser, R.*: Steuerung zur Betätigung eines Preßmagneten. Interner Applikations-Laborbericht der Philips AG, Zürich 1953
- [36] *Wasser, R.*: Zeitschalter zur Begrenzung der Vorheizzeit von Industriegleichrichterröhren und Thyratrons. Interner Applikations-Laborbericht der Philips AG, Zürich 1953
- [37] An Electronic Thermostat. Interner Applikations-Laborbericht der Ibrape, Sao Paulo 1954
- [38] A Six Stage Binary Radiation Counter. Interner Applikations-Laborbericht der Ibrape, Sao Paulo 1954
- [39] Automatisierungen an einer Zentrifugal-Gießmaschine. Interner Applikations-Laborbericht der Svenska AB Philips, Stockholm 1954
- [40] A photoelectric control device. Interner Applikations-Laborbericht der Ibrape, Sao Paulo 1953
- [41] D. C. Contactor with PL 17 Thyratrons. Interner Applikations-Laborbericht der Philips Electrical Industries, Sydney 1953
- [42] Fotozellenapparat für infrarote Strahlungsmessung. Interner Applikations-Laborbericht der Svenska AB Philips, Stockholm 1954
- [43] Fotozellenausrüstung für Blechbürste-Maschine. Interner Applikations-Laborbericht der Svenska AB Philips, Stockholm 1954
- [44] Furnier-Sortierungs-Anlage. Interner Applikations-Laborbericht der Svenska AB Philips, Stockholm 1954
- [45] Steuerungen durch Drehzahlüberwachung einer Zentrifugal-Gießmaschine. Interner Applikations-Laborbericht der Svenska AB Philips, Stockholm 1954
- [46] Technische Informationen für die Industrie, Serie S, der Valvo GmbH, Hamburg, Hauptgruppe Elektronenröhren
- [47] Termóstato Eletrónico. Boletim Ibrape (1954). Nr. 15. S. 10–11
- [48] The E 80 T beam deflection tube. Philips Electronic Application Bulletin. 13 (1952). Nr. 11/12. S. 175 bis 177
- [49] Thyatronsteuerung für eine Niveauekontrolle. Interner Applikations-Laborbericht der Svenska AB Philips, Stockholm 1955
- [50] 20...100000-Hz-Verstärker für Eingangsspannungen 25  $\mu$ V...250 mV. Interner Applikations-Laborbericht der Svenska AB Philips, Stockholm 1954
- [51] 200-Watt-Verstärker mit Oscillator 5...2000 Hz. Interner Applikations-Laborbericht der Svenska AB Philips, Stockholm 1954
- [52] 500-Watt-Verstärker für 10...10000 Hz. Interner Applikations-Laborbericht der Svenska AB Philips, Stockholm 1954
- [53] Fotozellensteuerung für eine kombinierte Druck- und Stanzmaschine. Interner Applikations-Laborbericht der Svenska AB Philips, Stockholm 1955
- [54] Weide-afraasteringsapparaat met koude katode buis. Interner Applikations-Laborbericht der N. V. Philips' Gloeilampenfabrieken, Eindhoven 1955

# SACHVERZEICHNIS

<b>A</b>			
Abbremsung .....	103	Drehzahl-Stabilisierung ....	206
Abstimmanzeigeröhre ...	82, 129	Dreieckschaltung .....	113, 206
Abtaströhre, elektro-		Dreiphasen-Gleichrichter	89, 193
magnetische - .....	133	Drossel, gleichstrom-	
Abtastung, elektronische...	30	vormagnetisierte - ..	113, 135
Alarmvorrichtung .....	12	<b>E</b>	
Anheizzeit .....	29	Eccles-Jordan-Schaltung .	44, 62
Ankerspannung .....	100, 209	Einschaltdauer .....	109, 144
Ankerstrombegrenzung	215, 220	Eisensuchgerät .....	120
Anodenbasisschaltung .....	173	Eisen-Wasserstoff-	
Ansprechwert .....	15	Widerstand .....	16
Anstiegszeit .....	46, 66	Elektrometeröhre .....	16
Antiparallelschaltung ..	105, 135	Elektronenkanone .....	78
Anzeige, dekadische - .....	44	Empfindlichkeit, spektrale -	37
Auflösungsvermögen .....	62	<b>F</b>	
Auflösungszeit .....	64	Faraday-Gitter .....	148
Aufzugsteuerung .....	215	Farbtemperatur .....	37
Autotransformator ..	24, 88, 141	Ferroxcube-Drossel ...	21, 183
		Flankensteilheit .....	53, 66
		Flip-Flop-Schaltung .....	14
<b>B</b>		Fotoleiter .....	37
Ballastöhre .....	62	Fotozelle .....	9
Bariumoxyd .....	75	Fotozellensteuerung .....	23
Begrenzerschaltung .....	72	Fußbreite .....	59
Beleuchtungsregelgerät .....	138	<b>G</b>	
Bimetallrelais .....	188	Gabelkopf .....	24
Bleisulfid .....	37	Galvanometer .....	18
Bogenspannung .....	76, 88, 141	Gastriode .....	131
Bremsmagnet .....	22	Gegenkopplung .....	21, 127
Brennschneidemaschine .....	138	Gegenspannung .....	22
Brücken-		Gegentaktoszillator .....	171
schaltung ...	15, 25, 33, 83, 133	Gegentaktverstärker .....	156
Brummspannung .....	94	Geiger-Müller-Zählrohr ...	62
Brummstörung .....	19	Generatöröhre .....	148
Bühnenbeleuchtungsanlage,		Gitterableitwiderstand .....	18
elektronische - .....	140	Gitterbasisschaltung .....	176
<b>C</b>		Gitterisolation .....	16
Cäsiumoxyd .....	37	Gitterstrom .....	149
Constantan .....	85	Gleichrichter, dreiphasiger -	12
<b>D</b>		Gleichstromgenerator .....	100
Dämmungsschalter .....	24	Gleichstromversorgungsgert,	
Differenzglied .....	45	stabilisiertes - .....	92
Diodenvorspannung .....	18	Gleichstrom-	
Doppelpuls .....	65	Vormagnetisierung ..	146, 200
Doppeltriode .....	158	Glimmlampe .....	44
Doppeltriode .....	44	Glimmstreckenstabilisator ..	92
Drehmoment-Stabilisierung	209	<b>H</b>	
Drehregler .....	115	Halbwellenbetrieb .....	148
Drehzahlregelung,		Hauptanode .....	24
automatische - .....	100		
		Heizpatrone .....	84
		Heizstromstabilisierung .....	96
		Helligkeitsunterschiede,	
		Überwachung von - .....	18
		Heptode .....	31
		Hilfsanode .....	24
		Horizontalsteuerung .....	135
		<b>I</b>	
		Ignitron .....	143
		Impulsfolgefrequenz .....	66
		Impulsformer .....	47
		Impulsgeber .....	66
		Impulsgenerator .....	178
		Impulstransformator	
		107, 113, 120, 146, 200	
		Impulsverzögerung .....	74, 78
		Infrarotstrahlung .....	37
		Innenwiderstand .....	94
		Integrationszeit .....	109, 144
		Integrierglied .....	70, 115
		IR-Kompensation .....	208
		Isolationswiderstand .....	9
		<b>K</b>	
		Kaltkathodenröhre .....	24
		Katodenfolger .....	65
		Katodenkopplung .....	25
		Katodenverstärker .....	54, 189
		Kippschaltung .....	70, 103
		Kippschaltung, bistabile - ..	14
		Kompensationsspannung ...	96
		Koppelkondensator .....	85
		Koppelspule .....	150
		Kopplung, kritische - .....	149
		<b>L</b>	
		$\lambda/4$ -Drossel .....	159, 169
		Längenabtastung	
		von Werkstücken .....	30
		Langlebensdaueröhre .....	12
		Lastverteilerschaltung .....	143
		Lechersystem .....	160
		Leistungsdiagramm	
		- von Ignitronröhren .....	144
		- von Thyatronröhren .....	108
		Leistungstransformator .....	89
		Leonard-Aggregat .....	100
		Leonard-Feldstromrichter ..	204
		Lichtmengenmesser .....	9
		Lichtstrom .....	37
		Lochscheibe .....	19, 39
		Löschröhre .....	100

**M**

Mäanderspannung .....	96
Magnetkupplung .....	41
Magnetostriktionselement ..	179
Magnetspule .....	104
Meßverstärker .....	189
Metallmeldegerät .....	125
Miller-Effekt .....	219
Motorsteuerung .....	206
Multiplikationsschaltung ..	71
Multivibrator .....	54, 98, 119

**N**

Nachlaufsteuerung .....	135
Netzteil, elektronisch stabilisierter - .....	62
NF-Generator .....	188
NF-Verstärker .....	184
NF-Verstärker, selektiver - .....	19, 128
Neutralisierung .....	148, 164
Noekenscheibe .....	34
NTC-Widerstand ..	81, 127, 180
Nullpunktanode .....	100
Nullpunkteinstellung .....	25
Nutzbremmung .....	137

**O**

Oszillator, impulsmodulierter - .....	174
Oszillatorschaltungen .....	148

**P**

Papierverarbeitungs- maschinen, Kontrollein- richtung für - .....	133
Parallelresonanzkreis .....	83
Pegelregelungsanlage .....	95
Pendlerscheinungen .....	135
Phasenbrücke .....	12
Phasenschieberstufe .....	188
Phasenumkehrstufe .....	98
Phasenwinkel .....	114
Plankonvexlinse .....	16
Preßeinrichtung .....	104
Punktschweißmaschine, Steuergerät für - .....	107
Pyrometer .....	19

**R**

Radiosonde .....	169
Rauchmeldegerät .....	15, 29
RC-Generator .....	126, 180
RC-Kopplung .....	21, 128
RC-Phasenbrücke .....	12
Reaktionszeit .....	39

Rechteckimpuls .....	65
Rechteckspannung .....	58
Reflexionsverfahren .....	24
Reflexionsvermögen .....	15
Regelröhre .....	102
Regelverstärker .....	96, 206
Relais, fotoelektrisches - ..	24, 75, 147
Relaisröhre .....	75
Ringzählerschaltung .....	113
RL-Phasenbrücke .....	113
Röhrenbank .....	143
Rückführung .....	25, 206
Rückkopplungsfaktor .....	149
Rückstellanode .....	56
Rückstellvorgang .....	48
Rückwärtszählen mit deka- discher Zählröhre .....	69

**S**

Sägezahnspannung .....	80
Schalter, lichtelektrischer -	36
Schaltröhre .....	79
Schalterschütz, elektronisches -	105
Scheibentriode .....	172
Schlagschere, fotoelektrisch gesteuerte - .....	12
Schlupf .....	41
Schüttelvorrichtung, elektro- nische - .....	103
Schwingkreis .....	65, 127
Schwingungsaufnehmer .....	131
Schwingungsknoten .....	179
Sechsphasen-Gleichrichter ..	198
Seitensteuergerät .....	24
Sendeverstärker .....	158
Sortiereinrichtung, fotoelek- trische - .....	33
Spannungsgegenkopplung ..	21
Spannungsnormal .....	62
Spannungsregelbereich .....	92
Speichereinrichtung .....	76
Sperrschwinger .....	65
Stabilisatorröhre .....	16, 22
Stabilisierung, elektronische - .....	62, 92
Stanzvorgänge, Zählung von - .....	131
Steckeinheit mit Zählröhre ..	53
Sternschaltung .....	113
Steuereinrichtung, fotoelek- trische - .....	10
Stenerkennlinie .....	112, 195
Störimpuls .....	14, 43, 64
Strahlrückstellung .....	56
Strahlungsleistung .....	37
Strahlunterdrückung .....	49
Streukapazität .....	50
Stromgegenkopplung .....	21
Stromregelröhre .....	115
Stromtransformator .....	209
Suchspule .....	122, 126
Synchronmotor .....	19

**T**

Tacho-Generator ...	99, 206, 215
Temperaturindikator, foto- elektrischer - .....	19
Thermostat .....	81, 83, 85
Thyratron .....	15, 87, 95, 108
Thyratronröhre mit kalter Katode .....	24
Tiefpaß .....	54, 123
Toleranzbereich .....	82
Toleranzgrenze .....	19
Transduktor .....	86, 102, 218
Treiberröhre .....	185
Treiberstufe .....	61
Trübungsanzeiger, lichtelek- trischer - .....	15
Tubenfüllmaschine, automatische - .....	22

**U**

Überblendregler .....	142
Übersetzungsverhältnis .....	98
Ultraschallgenerator .....	179
Umgebungstemperatur .....	41
Umkehrstromrichter .....	215
Untersetzerschaltung .....	62

**V**

Vakuumzelle .....	16
Varistor .....	78
Verkürzungskapazität .....	170
Verpackungsmaschinen, Überwachung von - .....	11
Vertikalsteuerung .....	12, 88
Verzögerungszeit .....	12
Vorionisation .....	75
Vorschubantrieb .....	210
Vorstufe, aperiodische - .....	54

**W**

Wärmebehandlung .....	19
Wahneltektrode .....	78
Weidezaungerät .....	146
Wickelantriebssteuerung .....	210
Widerstandsthermometer .....	85
Wirbelströme .....	129

**Z**

Zähldekade .....	44
Zähleinrichtung für Produk- tionsmaschinen .....	13
Zählröhre, dekadische - .....	48
Zählwerk, dekadisches - .....	14
Zeitgeber .....	108, 111
Zeitintervall .....	12
Zeitkonstante 10, 81, 34, 77, 115, 147	
Zeitschalter .....	109
Zündgerät für Thyatron- röhren .....	112

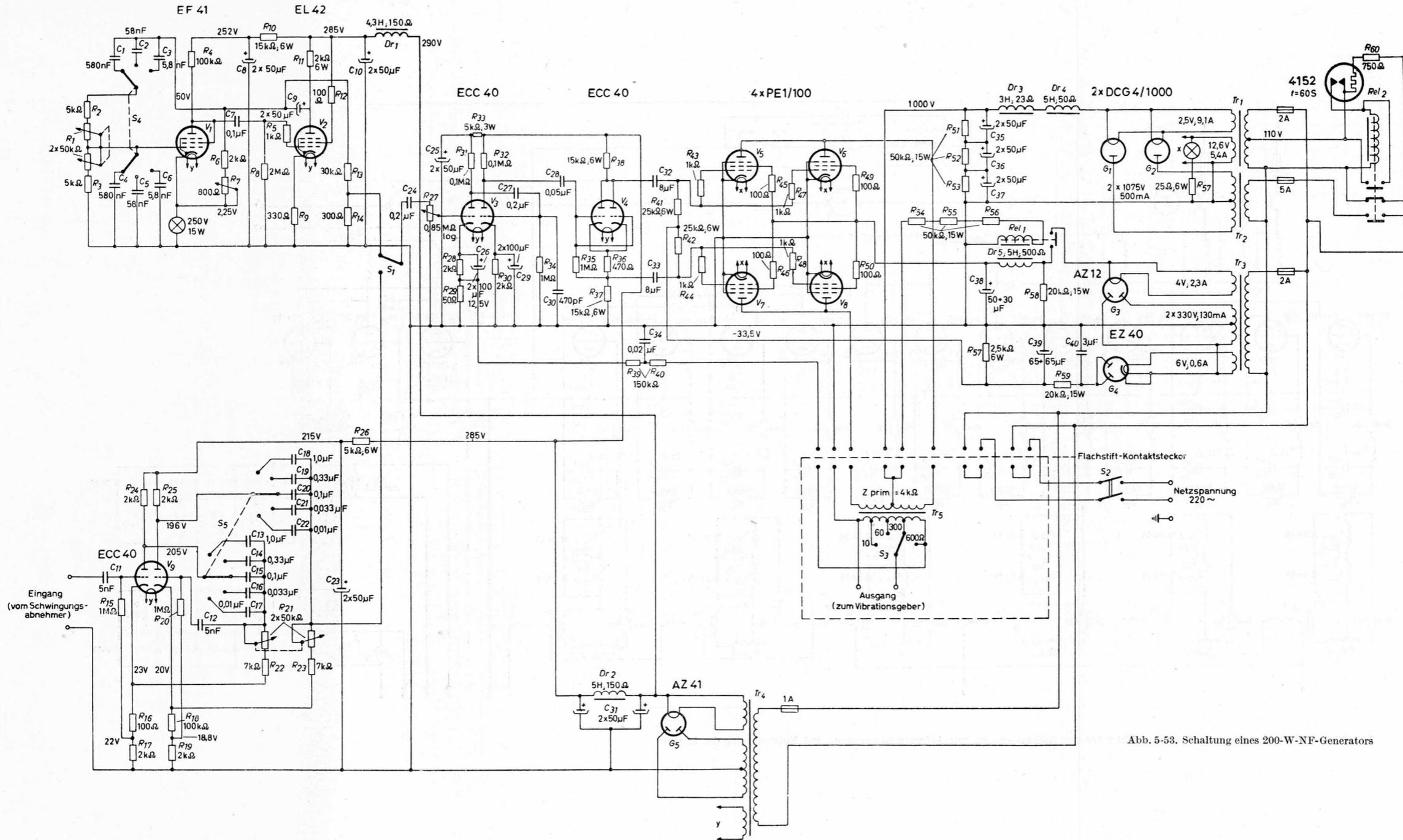


Abb. 5-53. Schaltung eines 200-W-NF-Generators

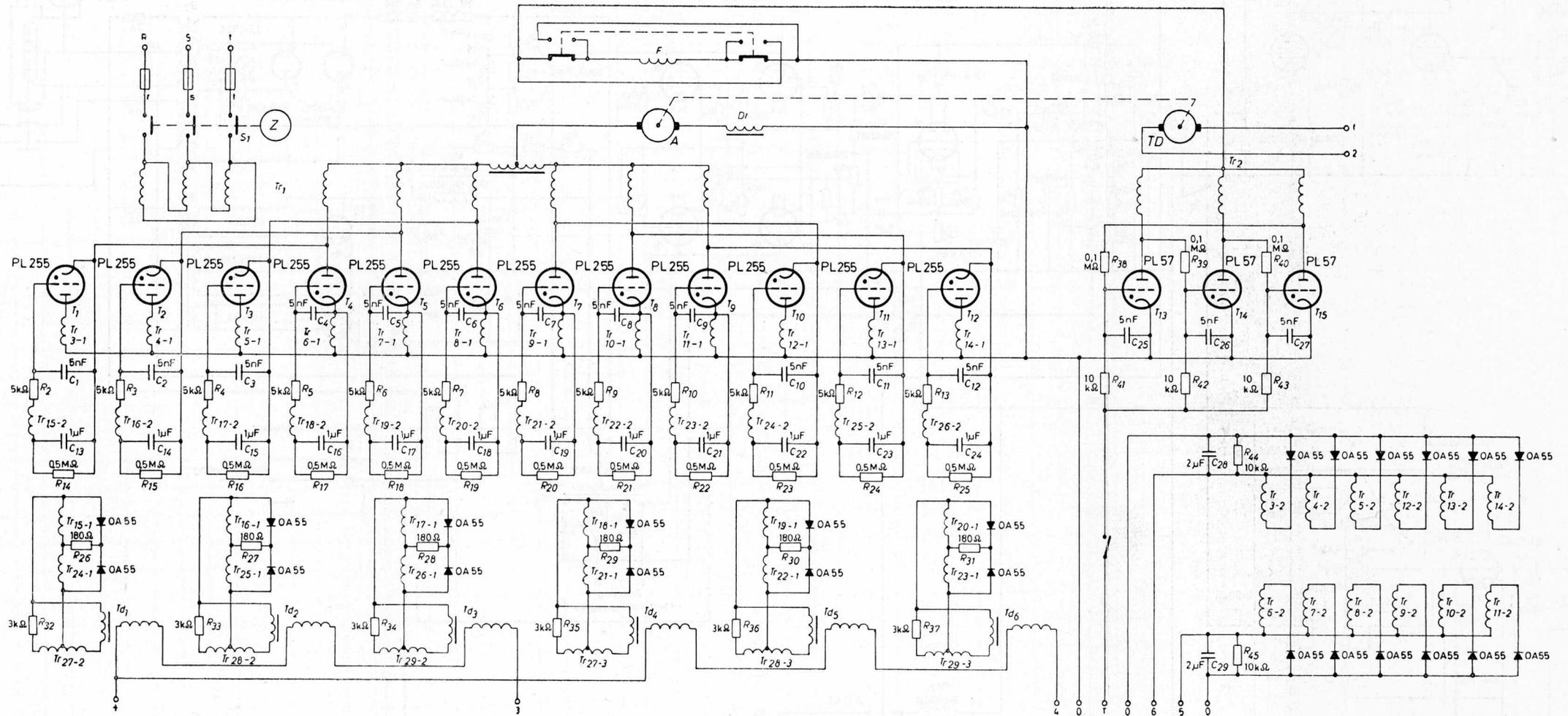


Abb. 6-20. Sechshephiger Motor-Umkehrstromrichter für eine Aufzugsteuerung mit Ankerstrombegrenzung und Nutzbremmung des Motors



FÜR DEN INDUSTRIELLEN EINSATZ

VERSTÄRKERRÖHREN

SENDERÖHREN

GLEICHRICHTERRÖHREN

THYRATRONRÖHREN

IGNITRONRÖHREN

STABILISATORRÖHREN

FOTOZELLEN

RELAISRÖHREN

KATODENSTRAHLRÖHREN



**VALVO** G.M.  
HAMBURG BURCHARDSTRASSE 19 B.H.



*Für Hersteller und Benutzer industrie-elektronischer Geräte liefern wir*

**ELEKTRONISCHE MESSGERÄTE UND ANLAGEN  
FÜR DAS GESAMTE GEBIET DER NIEDERFREQUENZ- UND  
HOCHFREQUENZTECHNIK**

## AUS UNSEREM LIEFERPROGRAMM:

Elektronenstrahl-Oszillographen  
Meßgeneratoren  
Dehnungsmeßstreifen und  
Dehnungsmeßgeräte  
Erschütterungsmeßgeräte  
p<sub>H</sub>- und Leitfähigkeits-Meßgeräte  
Elektronische direktanzeigende  
Meß-, Regel- und Registriergeräte  
Wissenschaftliche Geräte für

Kernumwandlungen  
Strahlungsnachweis  
Mikrountersuchungen  
Hochspannungsprüfungen

Magnetische Filter  
HF-Generatoren  
Elektronische Schaltgeräte  
Regeltransformatoren  
Wechselspannungstabilisatoren  
Infrarot-Strahler

**ELEKTRO SPEZIAL**  
G · M · B · H

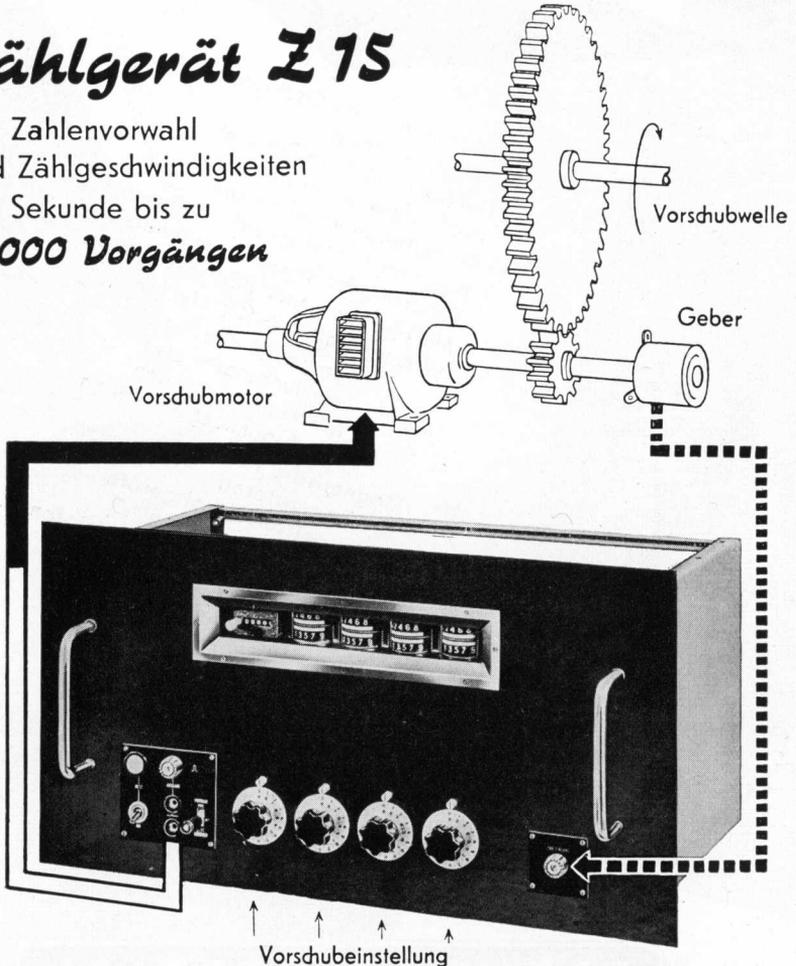
HAMBURG 1

# Elektronische Steuerungen für den fortschrittlichen Maschinenbau



## Zählgerät Z 15

mit Zahlenvorwahl  
und Zählgeschwindigkeiten  
pro Sekunde bis zu  
**10000 Vorgängen**



Höchste Genauigkeit Einfachste Einstellung

**FUNKTECHNIK GMBH**  
**LEITZACH/MIESBACH 9 (OBB)**



# Präzisionspotentiometer

unübertroffene Genauigkeit und Linearität

**VIELFÄLTIGE AUSFÜHRUNGEN mit LINEAREM und NICHTLINEAREM Widerstandsverlauf als WENDELPOTENTIOMETER und RINGPOTENTIOMETER**

Angaben über Standardtypen mit linearem Widerstandsverlauf

	A	AJ	AN	B	C	CN	D	E	G	J	L	T	V	Y
Umdrehungszahl	10	10	10	15	3	3	25	40	1	1	1	1	1	1
Durchmesser, mm	46,04	21,22	47,62	84,14	46,04	47,62	84,14	84,14	33,34	50,8	76,2	22,22	44,45	44,45
Gefäßeshöhe, mm	50,8	38,1	50,4	73,02	28,78	28,78	105,17	152,8	22,62	24,6	25,4	19,05	20,3	20,3
Nenndurchm. der Achse, (ca.) mm	6,35	3,17	6,35	6,35	6,35	6,35	6,35	6,35	6,35	6,35	6,35	3,17	6,35	6,35
Länge der Widerstandsbohr., mm	1168	457	1143	3556	355	342	5943	9499	78	127	209	50	114	114
Mechan. Drehwinkel	$3,600^{\pm 0}$	$3,600^{\pm 0}$	$3,600^{\pm 0}$	$5,400^{\pm 0}$	$1,080^{\pm 0}$	$1,080^{\pm 0}$	$9,000^{\pm 0}$	$14,400^{\pm 0}$	$3,600^{\pm 0}$					
Elektr. Drehwinkel	$3,600^{\pm 0}$	$3,600^{\pm 0}$	$3,600^{\pm 0}$	$5,400^{\pm 0}$	$1,080^{\pm 0}$	$1,080^{\pm 0}$	$9,000^{\pm 0}$	$14,400^{\pm 0}$	$3,600^{\pm 0}$					
Widerstandswerte, Ohm	10 bis 450 K	25 bis 100 K	50 bis 400 K	40 bis 1 Meg	50 bis 130 K	15 bis 125 K	60 bis 1,7 Meg	100 bis 2,7 Meg	5 bis 30 K	5 bis 75 K	5 bis 100 K	1 K bis 100 K	1 bis 130 K	5 bis 65 K
Bestmög. Widerstandstoleranz (a)	$\pm 0,2\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,25\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,25\%$	$\pm 0,25\%$	$\pm 0,25\%$	$\pm 0,15\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,2\%$	$\pm 0,2\%$	$\pm 0,2\%$
Bestmög. Linearitätstoleranz (b)	$\pm 0,08\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,25\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,25\%$	$\pm 0,25\%$	$\pm 0,25\%$	$\pm 0,15\%$	$\pm 0,1\%$	$\pm 0,2\%$	$\pm 0,2\%$	$\pm 0,2\%$
Belastung in Watt bei 40° C. (c)	5	2	5	10	3	3	15	20	2	4	5	1,2	2,5 (d)	2,5
Gewicht, ca. g	125	31	128	370	71	77	483	595	57	117	165	17	78	85
Max. Anfangsdrehmoment g cm	144	72	94	200	130	94	250	250	54	72	108	3,6	108	103
Max. Betriebsdrehmoment g cm	128	36	65	144	94	65	180	180	36	36	43	3,6	87	53
Max. Schwingmoment g cm <sup>2</sup>	18	0,3	22	200	7	7,5	270	400	2,8	14	55	0,12	2,5	2,5
Max. Abgriffe	28	32	28	80	14	14	90	100	8	21	33	9	13	17
Min. Distanz zw. Abgriffen	$200^{\pm 10}$	$45^{\pm 10}$	$200^{\pm 10}$	$15^{\pm 10}$	$20^{\pm 10}$	$20^{\pm 10}$	$15^{\pm 10}$	$15^{\pm 10}$	$36^{\pm 10}$	$15^{\pm 10}$	$10^{\pm 10}$	$30^{\pm 20}$	$15^{\pm 10}$	$18^{\pm 10}$
Max. Anzahl getuppt. Sektionen	3	—	2	3	3	2	—	—	—	8	8	5	5	14

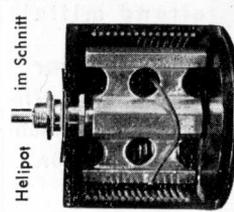
(a) Die normale Widerstandstoleranz ist  $\pm 0,5\%$  für die Serie V,  $\pm 0,5\%$  für alle anderen.

(b) Die normale Linearitätstoleranz ist  $\pm 0,5\%$  für alle Serien.

(c) Betriebstemperaturen:  $-50$  bis  $105^{\circ}\text{C}$  für die Serie T,  $-50$  bis  $90^{\circ}\text{C}$  für die Serie V,  $-55$  bis  $80^{\circ}\text{C}$  für alle anderen.

(d) bei  $60^{\circ}\text{C}$ . Kontraktionsänderungen vorbehalten. Maßzeichnungen sind auf Anfrage erhältlich.

**HELIPOT Corporation, ein Zweigwerk der BECKMAN INSTRUMENTS INC., Fullerton, USA BECKMAN INSTRUMENTS GMBH, Puchheim b. München, Gröbenzellerstraße 13. Vertreter in der Bundesrepublik: Preh, Elektrofeinmechanische Werke, Bad Neustadt/Saale — Unterfranken**



# JOVY-STROMRICHTER-ELEKTRONIK

regelt stufenlos gleitend mittels:

## Motorstromrichter

die Drehzahl, Drehrichtung von Ein- oder Mehrmotorenantrieben für Werkzeug-, Textil-, Papiermaschinen, Walzwerke usw.

## Thermostromrichter

die Temperatur von Heiz- und Glühöfen in der Industrie

## Hollerithstromrichter

die Spannung für Lochkartenmaschinen unabhängig von der Belastung und von Netzspannungsschwankungen

## Verdunklungsstromrichter

die Helligkeit von Bühnen, Theatern und Sälen

## Ladestromrichter

die Ladestromstärke von Akkumulatorenbatterien

## Kinostromrichter

die Lichtstärke auf der Bildleinwand

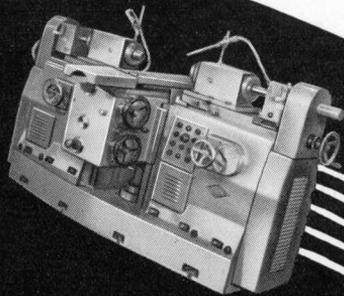


Schaltschrank  
mit Elektronik-Reglern  
für ein Reduzierwalzwerk



DR.-ING. JOVY-STROMRICHTER-APPARATEBAU  
LEER (OSTFRIESL), Groninger Straße 29-35

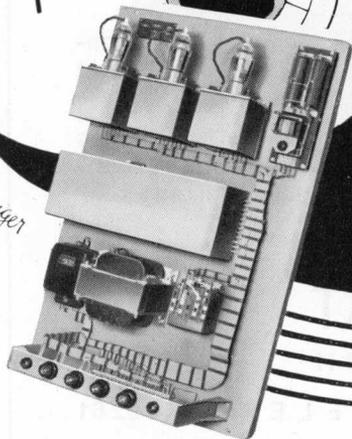
Spezialfabrik für Stromrichter und industrielle Elektronik



# PINTSCH

*Rationelle  
Fertigung durch*

**Elektronische  
Antriebs u. Regel-  
Technik**



*Leuzer*

PINTSCH-ELECTRO GMBH · KONSTANZ



# VISOMAT

LICHELEKTRONISCHE KONTROLL- UND STEUERGERÄTE  
INDUSTRIELLE FOTOZELLEN-ANWENDUNGEN JEDER ART

- Überwachung, Zählung, Steuerung und Regelung von Materialsträngen
- Lichtelektrische Abtastung von Marken, Kanten, Glanz, Farben, Lichtstreuung usw.
- Walzwerkssteuerungen durch Abtastung des glühenden Walzgutes
- Lichtgitterschranken mit Selbstüberwachung für Unfallschutz und vollautomatische Maschinenbedienung
- Lichtelektrische Flammwächter für Kohlenstaub-, Öl- und Gasfeuerung
- Belichtungsautomat für Reproduktionskameras und Kopiergeräte
- Schwärzungsmesser für Negative und Diapositive mit linearer Schwärzungsskala
- Kurvenabtaster für zeichnungsgesteuerte Bearbeitungsmaschinen
- Alarmgeräte mit unsichtbaren Strahlen als Lichtschranken und Lichtspurrelais
- Dämmerungsschalter für tageslichtabhängige Beleuchtungsschaltung als hochkonstantes Großstadtgerät und als Kleingerät
- Kolorimeter als Betriebsmeßgerät und als vollautomatisches Durchlaufmeßgerät für Trübungen und Färbungen mit Fernanzeige und Regelkontakten
- Spezialgeräte, Sonderentwicklungen

## VISOMAT

GERÄTE - G M B H

M A I N Z - W E I S E N A U · T E L E F O N 85261

SELEN-SPERRSCHICHT

LICHT-

MESS-  
GERÄTE



BELICHTUNGSMESSER

STEUERGERÄTE

LUXMETER

KOLDRIMETER

FALKENTHAL U. PRESSER KG NÜRTINGEN-WÜRTT.

# Durag

APPARATEBAU GMBH · HAMBURG-NIENDORF

**Elektronische und lichtelektrische Steuergeräte  
für Maschinen und Anlagen aller Art**

**Zähl- und Abzählgeräte · Öl- und Gasfeuerungsautomatiken**

**Strahlungsmeßgeräte für natürliche und künstliche  
Radioaktivität**

Ausführung gem. VDE-Vorschriften

*Ein wertvolles Fachbuch*

## KLANGSTRUKTUR DER MUSIK



Neue Erkenntnisse musik-elektronischer Forschung

Die Entwicklung elektronischer Musikinstrumente und die Klangbehandlung mit elektronischen Mitteln haben tiefgreifende Wandlungen auf dem Gesamtgebiet der Musik eingeleitet. Die sich hieraus ergebenden Probleme behandelt dieses im Auftrage des Außeninstitutes der TU Berlin-Charlottenburg herausgegebene Werk.

### INHALT

*Priv.-Doz. Dr.-Ing. F. WINCKEL*

*Prof. Dr. H.-H. DRÄGER*

*Reg.-Rat Dr. W. LOTTERMOSE*

*O. SALA*

*Ing. J. POUILLIN*

*Priv.-Doz. Dr. W. MEYER-EPPLER*

*Ing. F. ENKEL*

*Dr.-Ing. H.-W. STEINHAUSEN*

*Prof. B. BLACHER*

*Prof. H. H. STUCKENSCHMIDT*

Naturwissenschaftliche Probleme der Musik

Die historische Entwicklung des Instrumentenbaues

Akustische Untersuchungen an alten und neuen Organen

Subharmonische elektrische Klangsynthesen

Musique Concrète

Elektronische Musik

Die Technik des Tonstudios

Musische Technik

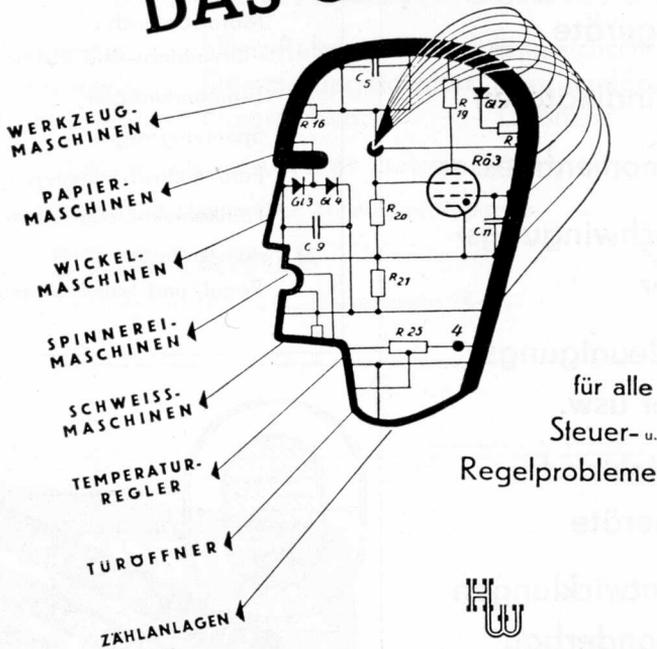
Die musikalische Komposition unter dem Einfluß der technischen Entwicklung der Musik

Musik und Technik

224 Seiten · 140 Abbildungen · Ganzleinen DM 18,50

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

# DIE ELEKTRONIK DAS GEHIRN



**HARMS & WENDE**  
INDUSTRIELLE ELEKTRONIK  
HAMBURG-HARBURG

# Elektronische Meßgeräte

für mechanische Größen

Regelgeräte

Druckindikatoren

Drehmomentmesser

Drehschwingungs-  
messer

Beschleunigungs-  
messer usw.

Fotoelektrische  
Meßgeräte

Neuentwicklungen  
und Sonderbau

**Dr. Staiger & Mohilo**  
**Stuttgart-**  
**Bad Cannstatt**

Eisenbahnstraße 22a

Telefon 53631

## HEINRICH DIETZ INDUSTRIE-ELEKTRONIK MULHEIM-RUHR

Zeppelinstr. 44 · Telefon 4 61 22

Elektronische Zeitrelais

Programmsteuerungen

Motorstromrichter

für Antriebs- und Stellmotoren

Temperaturregler

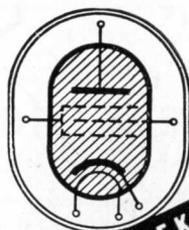
Spannungsregler

Fotoelektrische Steuerungen

Feinkontakt-Steuerungen

vollständige

Regel- und Schaltanlagen



**ELEKTRONISCHE  
SCHWEISSZEITBEGRENZER**

**TEMPERATURRELAIS**

**ZEITSCHALTER**

**TAKTGEBER**

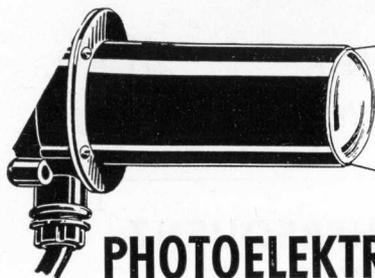
**LICHTELEKTRISCHE RELAIS**

Wir beraten Sie gern



Fordern Sie unsere Druckschriften und Angebote

**SCHLEICHER-RELAISBAU**  
BERLIN NW 87 · TURMSTRASSE 70



*Ein Lichtstrahl  
schaltet,  
steuert, schützt*

## PHOTOELEKTRISCHE SCHALTGERÄTE

Zählgeräte	Ultra-Relais	Einbruchschutzgeräte
Scheinwerfer	Dämmerungsschalter	Rauchmelder
Lichtschranken	Flammenwacht	Türöffner

VERLANGEN SIE UNSERE SAMMELLISTE 15/JE

Spezialfabrik lichtelektrischer Zellen und Apparate

**DR. B. LANGE**

Berlin-Zehlendorf, Hermannstr. 14-18



# Industrie- Elektronik

● **Elektronische Motor- u. Nachlaufregelungen**  
Elektronische Schnell-Zähleinrichtungen  
Lichtelektrische Schalt- und Regel-Geräte

Ignitron -  
Steuerungen

ING. GÜNTHER  
**ZIEGLER**

Industrie-  
Elektronik  
Frankfurt / M.  
Mannheimer Str. 73/75  
Telefon: 342 66

# FUNK-TECHNIK-BÜCHER

*Hervorragende Fachliteratur über Hochfrequenz-  
und Elektrotechnik*



## HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTRO-TECHNIKER

Das bewährte Nachschlagewerk für Studium und Praxis

I. Band: Grundlagen der Elektrotechnik · Bauelemente der Nachrichtentechnik  
Rundfunkempfänger · Elektroakustik · Tonfilmtechnik · Übertragungstechnik  
Starkstromtechnik · Stromversorgung u. a. m.

728 Seiten · 646 Abbildungen · Ganzleinen . . . . . 12,50 DM

II. Band: Neuentwickelte Bauelemente · Der Quarz in der Hochfrequenztechnik  
Wellenausbreitung · UKW-FM-Technik · Funkmeßtechnik · Funkortung · Schall-  
aufzeichnung · Industrielle Elektronik · Fernsehen u. a. m.

760 Seiten · 638 Abbildungen · Ganzleinen . . . . . 15,— DM

III. Band: Stromverdrängung · Berechnung elektromagnetischer Felder · Fre-  
quenzfunktion und Zeitfunktion · Ferrite · Oxydische Dauermagnetwerkstoffe  
Bariumtitanate · Stabantennen · Hohlleiter · Die Ionosphäre · Dämpfungs-  
und Phasenzerrung · Hochfrequenz-Meßverfahren u. a. m.

744 Seiten · 669 Abbildungen · Ganzleinen . . . . . 15,— DM

Zahlreiche Tabellen und Nomogramme in jedem Band

IV. Band in Vorbereitung

## VERSTÄRKERPRAXIS von WERNER W. DIEFENBACH

Von den Grundlagen bis zur praktischen Anwendung wird die Verstärkertechnik  
mit allen ihren Sonderproblemen ausführlich behandelt. Schaltungstechnik,  
Phasenumkehrstufen, automatische Lautstärkeregelung, Entzerrungstechnik,  
Stromversorgung und Messungen an Verstärkern werden für den Praktiker in  
leichtverständlicher Form beschrieben.

127 Seiten · 147 Abbildungen · Ganzleinen . . . . . 12,50 DM

## INDUKTIVITÄTEN von HARRY HERTWIG

Das gesamte Gebiet der Induktivitäten vom einfachsten Leitungselement bis zu  
modernen Spulen mit Ferritwerkstoffen wird in diesem Werk ausführlich be-  
handelt. Zahlreiche Formeln, Berechnungsbeispiele, Tabellen und Nomogramme  
ergänzen den Text und geben diesem Fachbuch einen besonders hohen Wert  
für Physiker, Ingenieure und Praktiker der Nachrichtentechnik.

142 Seiten · 95 Abbildungen · Ganzleinen . . . . . 12,50 DM

**VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH**  
**Berlin-Borsigwalde**