

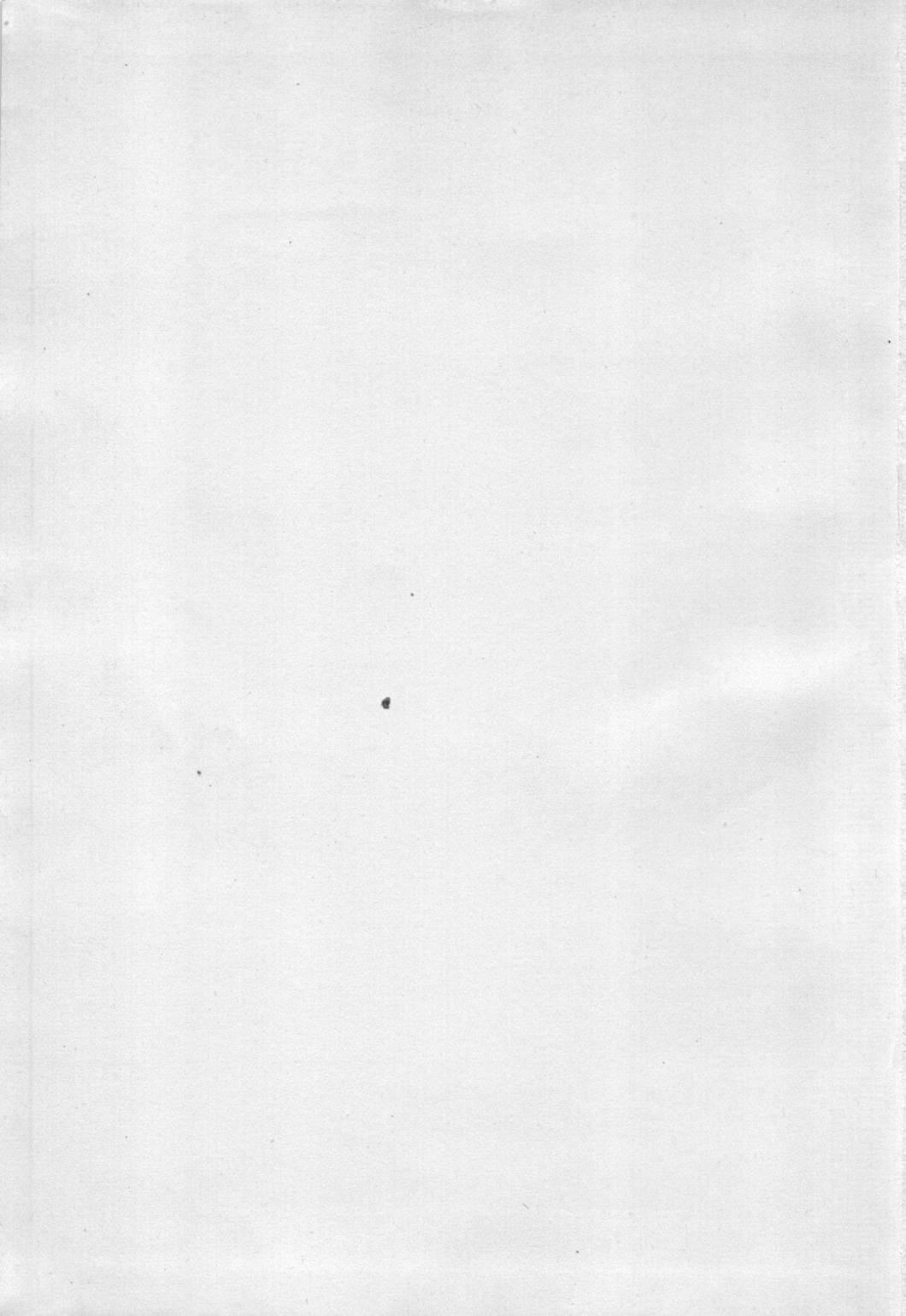
DR. REINHARD KRETZMANN

HANDBUCH
DER
INDUSTRIELLEN
ELEKTRONIK

4855

~

20,30



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

Handbuch der Industriellen Elektronik

DR. REINHARD KRETZMANN

Handbuch der Industriellen Elektronik



VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

Berlin-Borsigwalde

Auslieferung für die Schweiz
VERLAG H. THALI & Co. HITZKIRCH (Luz.)

Für alle in diesem Buch enthaltenen Schaltungen und Geräte wird weder vom Verlag noch vom Verfasser ein Patentobligo übernommen. Nachbau oder anderweitige gewerbliche Benutzungen sind ohne Einverständnis der etwaigen Schutzrechtinhaber nach den gesetzlichen Bestimmungen unzulässig.

Copyright 1954 by VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde

Printed in Germany · Satz und Druck: Oswald Schmidt KG

VORWORT

Achtzehn Monate nach dem Erscheinen des Buches **INDUSTRIELLE ELEKTRONIK** waren bereits die erste und zweite Auflage vergriffen, ein erfreuliches Zeichen dafür, daß das Interesse für die Elektronik und die durch sie gebotenen Möglichkeiten in der Industrie in weitem Maße wachgerufen wurde. Ich glaubte, daraus auch schließen zu können, daß die Art der Darstellung und die Behandlung des Stoffes den Wünschen der Leser im allgemeinen entsprochen hatten.

In dem vorliegenden Buch wurde der gesamte Stoff gründlich überarbeitet und systematisch geordnet, ergänzt und auf den neuesten Stand dieser Technik gebracht, so daß ein **HANDBUCH DER INDUSTRIELLEN ELEKTRONIK** entstand, dessen Charakter durch die Gliederung nach Stichworten noch unterstrichen wird. Besonderer Wert wurde auf eine Reihe neuer Schaltungen und Anwendungsbeispiele gelegt, die dem Praktiker sicher willkommen sein werden. Einige Schaltungen für Sonderzwecke, die ihrer Art nach in den Rahmen des früheren Buches nicht hineinpaßten, wurden in einem besonderen Teil behandelt.

Zahlreichen Firmen der industriellen Elektronik möchte ich für ihre Unterstützung Dank sagen, an erster Stelle der Elektro Spezial GmbH, Hamburg, der Deutschen Philips GmbH, Hamburg, und den N.V. Philips Gloeilampenfabrieken, Eindhoven. Ferner danke ich dem Verlag für die bei der Herstellung des Buches aufgewandte Mühe und Sorgfalt.

Hamburg, 1954



Erklärung der wichtigsten Symbole

a	Spannungsverhältnis	u_a	Anodenwechselspannung
B	magnetische Induktion	U_b	Speise-Gleichspannung, Bogen- spannung einer gasgefüllten Röhre
C	Kapazität, Konstante	U_g	Gitterspannung
c	spezifische Wärme	u_i	Eingangswechselspannung
E	elektromotorische Kraft, Energie	U_m	mittlere Spannung, Brennspan- nung
e	elektrische Ladung	U_N	Netzspannung
f	Frequenz	U_o	Ausgangsspannung einer Schal- tung
I_a	Anodenstrom	U_{sp}	Sperrspannung
I_o	Ausgangsstrom einer Schaltung	U_{tr}	Transformator-Wechselspannung (Effektivwert)
I_m	mittlerer Anodenstrom	U_z	Zündspannung einer gasgefüllten Röhre
I_s	Strom-Amplitude	u	Spannungs-Momentanwert
\mathfrak{I}_a	Anodenwechselstrom	\ddot{u}	Übersetzungsverhältnis
i	Strom-Momentanwert	V	Verstärkung
\hat{i}	Strom-Scheitelwert	Z	Wellenwiderstand, Impedanz
\dot{j}	imaginäre Einheit = $\sqrt{-1}$	δ	Eindringtiefe, Verlustwinkel
k	Kopplungsfaktor	ε	Dielektrizitätskonstante
L	Selbstinduktion	η	Wirkungsgrad
M	Phasenfaktor, Gegeninduktion	μ	Permeabilität, Verstärkungsfaktor
M_d	Drehmoment	ρ	spezifischer Widerstand
m	Zahl der Gleichrichterphasen	τ	Stromflußwinkel
Q	Kreisgüte, Rechenfunktion	Φ	magnetischer Kraftlinienfluß
R_a	(reeller) Außenwiderstand einer Röhre	φ	Phasenverschiebungswinkel, Zündwinkel
R_i	Innenwiderstand einer Röhre	ω	Kreisfrequenz = $2\pi \cdot f$
S	Steilheit		
t	Zeit		
U_a	Anodenspannung		

INHALT

Teil I: Die Röhren und ihre Grundschaltungen

1. Verstärker- und Senderöhren	19
I_a - U_g -Kennlinie	20
I_a - U_a -Kennlinie	20
Verstärkungsfaktor	21
Schwingungserzeugung	24
Thomsonsche Formel	24
U_g - U_a -Kennlinienfeld	27
Berechnung der Klasse-C-Einstellung	28
Anoden- und Gitterverlustleistung	30
2. Gleichrichterröhren	32
Hochvakuum-Gleichrichterröhren	34
Gasgefüllte Gleichrichterröhren	36
Berechnung des Einphasen-Halbweg-Gleichrichters	37
Mehrphasige Gleichrichterschaltungen, Phasenfaktor	41
Sperrspannung	44
Lebensdauer gasgefüllter Gleichrichterröhren	44
3. Thyatronröhren	46
Kritische Steuerkennlinie	48
Integrationszeit	49
Einfluß der Gasfüllung	49
Thyatronröhren mit Schirmgitter	50
Rückzündung	51
Konstruktionsmerkmale	51
Horizontalsteuerung	53
Impulstransformator	55
Vertikalsteuerung	56
Verschiedene Grundschaltungen	57
Ausgangsspannung und -strom für verschiedene Zündwinkel	60
Gesteuerte Gleichrichter	61
Parallelschaltung von Thyatronröhren	64
Lebensdauer	64
Berechnung von Phasenbrücken	64
4. Seditronröhren	66
Aufbau und Wirkungsweise	66
Kapazitiver Zünder	66
Steuerung von Punktschweißgeräten	68
Lichtblitzstroboskop	68
Vollständige Schaltung zur Steuerung von Punktschweißgeräten	69
Antiparallelschaltung von zwei Röhren	71

5. Ignitron- und Excitronröhren	72
Zünderlektrode	73
Belastungsgrenzen	74
Steuerung von Widerstandsschweißmaschinen	74
Leistungsdiagramm	75
Phasenanschnitt durch Thyatronsteuerung	78
Ignitrons in Gleichrichterschaltungen	80
Vakuumprüfung	80
Prüfung auf Zündstiftfehler	81
Excitronröhren	81
6. Stabilisatorröhren	82
Strom-Spannungs-Kennlinie	82
Wechselstromwiderstand	83
Grundschialtung zur Spannungsstabilisierung	83
Ermittlung des Vorwiderstandes	84
Multiplikative Stabilisierungsschialtung	85
Erzeugung von Kippschwingungen	86
Elektronische Stabilisierung	87
7. Fotozellen	88
Aufbau der Fotokatode	88
Spektrale Empfindlichkeit	88
Dunkelstrom	89
Verhalten von Hochvakuumzellen	89
Gasgefüllte Zellen	90
Gasverstärkung	90
Grundschialtungen lichtgesteuerter Relais	91
Schaltung mit Gleichstromverstärkerstufe	92
8. Relaisröhren	93
Kalte Katode	94
Zündcharakteristik	94
Lichtgesteuerte Relaisanordnung	95
Ringzählerschialtung	96
9. Katodenstrahlröhren	98
Elektronenoptik	98
Elektrostatische und magnetische Ablenkung	98
Symmetrische und asymmetrische Ablenkung	100
Schirmfarbe und Nachleuchtdauer	101
Schaltung eines Katodenstrahloszillografen	102

Teil II: Elektronische Geräte für industrielle Zwecke

10. Elektronische Relais	109
Dämmerungsschalter	109
Fotoelektrisches Relais für Wechsellicht	110
Fotoelektrisches Relais mit Vorverstärkerstufe	111
Selbsttätiger Türöffner	112
Kontrolle von Ölf Feuerungen	115
Rauchdichtemeldegerät	117
Kontrolle von Konservendbüchsen	118
Umsteuerung eines Motors	119
11. Elektronische Zählaltungen	120
„Scale-of-two circuit“	121
Ringzählerschaltung	122
Eccles-Jordan-Schaltung	123
Dekadische Zählröhre	127
Messung von Verschußzeiten fotografischer Apparate	132
Zählgerät mit Ziffernvorwahl	134
Multiplikationsschaltung	137
Elektronische Torschaltung	137
Impulsgenerator	139
Elektronische Subtraktion und Division	139
Übertragung auf Druckeinrichtungen	140
12. Elektronische Zeitgeberschaltungen	140
Auf- und Entladung eines Kondensators	140
Zeitkonstante	141
Zeitgeberschaltung für fotografische Zwecke	142
Zeitgeberschaltung für zwei Intervalle	144
Periodisch arbeitende Zeitgeberschaltung	144
Periodische Schaltung für zwei Intervalle	145
Schaltung zur Dosierung von Belichtungszeiten	145
Elektronischer Schweißzeitgeber	146
Schweißzeitgeber der NEMA	147
Schweißzeitgeber für vier Intervalle	147
Ein anderer Zeitgeber für vier Intervalle	150
13. Gleichrichterschaltungen für industrielle Zwecke	151
Berechnung von Zweiphasen-Halbweg-Gleichrichtern	152
Gesteuerte Zweiphasengleichrichter	155
Dreiphasengleichrichter	160
Gesteuerte Dreiphasengleichrichter	162
Bestimmung der Glättungsdrossel	163
Einfluß der Gittersteuerung	164

Zweiphasiger Batterieladegleichrichter	167
Strombegrenzung durch primärseitige Drossel	168
Vierphasiger Ladegleichrichter	169
Gleichrichter mit konstanter Ausgangsspannung	170
Regelung durch gleichstrom-vormagnetisierte Drossel	171
Sechshephasiger Gleichrichter mit primärseitiger vormagnetisierter Drossel	173
Nullpunktanode	175
Transformatorloser Gleichrichter	177
Transformatorlose Gleichrichterschaltung mit regelbarer Ausgangsspannung	179
Ignitron-Gleichrichter	180
14. Elektronische Beleuchtungsregelung	184
Regelung von Leuchtstofflampen	185
Elektronisches Helligkeitsregelgerät	188
Störunterdrückung	192
Selbsttätige fotoelektrische Beleuchtungsregelung	192
Elektronische Bühnenbeleuchtungsregelung	194
15. Regeleinrichtungen für Drehzahlen und Temperaturen	197
Fotozellengesteuerte Regeleinrichtung für Papierverarbeitungs- maschinen	197
Vollelektronisch arbeitende Regeleinrichtung	199
Fotoelektrische Motor-Umkehrsteuerung zur Lagekorrektur von Werkstücken	202
Drehzahlregelung von Wechselstrommotoren	206
RC-Oszillator	206
Elektronische Temperaturregelung	210
Temperaturregelgerät für große Leistungen	211
Elektronische Konstanthaltung von Temperaturen	212
16. Elektronische Schweißzeitbegrenzung	215
Elektronische Steuerung von Stumpfschweißmaschinen	217
Selbsttätige Steuerung von Nahtschweißmaschinen	220
Vermeidung der Transformatorremanenz	225
Steuerung von Impulsschweißmaschinen	228
Dreiphasen-Schweißzeitsteuerung	233
17. Elektronische Motorsteuerung	235
Grundlagen	235
Anker- und Feldregelung	236
Drehzahlstabilisierung	238
Prinzipschaltung einer zweiphasigen Motorsteuerungsanlage	238
Ankerstrombegrenzung	240
IR-Kompensation	240

Antrieb mit konstantem Drehmoment durch Ankerspannungsregelung	240
Schaltung mit Drehzahlstabilisierung und Schnellbremsung	243
Dreiphasige Motorsteuerungsschaltung mit Anker- und Feldregelung	244
Antrieb mit konstantem Drehmoment	246
Elektronische Steuerung von Wickelantrieben	247
Antrieb mit konstanter Leistung	248
Nutzbremmung	248
Motor-Umkehrstromrichter	249
Fotoelektrische stufenlose Fühlersteuerung	253
Dreiphasen-Umkehrstromrichter	253
Transformatorlose Schaltungen	258
Gebrauchliche Röhrenbestückungen	259
Ausführungsbeispiele	259
Steuerung von Leonard-Aggregaten	262
18. Hochfrequente induktive Erhitzung von Metallen	266
Theoretische Grundlagen	266
Eindringtiefe und Wirkungsgrad	268
HF-Generator mit Arbeitsspule	270
Anpassung	271
Konzentrator	273
Härten von Stahl	274
Löten	275
19. Hochfrequente kapazitive Erwärmung von dielektrischen Werkstoffen	276
Grundlagen	277
Verleimung von Holz	279
Vorbehandlung von Kunstharz	281
Verschiedene Anpassungsschaltungen	283
5-kW-Generator	285
Frequenzstabiler Generator	290
Selbsttätige Resonanzabstimmung	292
Konstruktiver Aufbau von HF-Generatoren	297
20. Elektronische Geräte für Sonderzwecke	300
Elektronische Stabilisierung von Gleich- und Wechselspannungen	300
Ultraschall-Lötkolben	304
Lichtelektrischer Drehzahlmesser	306
Zweiphasiger Wechselrichter	311
Elektronische Entstaubung von Gasen	314
Schlußwort	318
Schrifttum	320
Anhang	
Technische Röhrendaten	323
Stichwortverzeichnis	331

EINLEITUNG

Die Elektronik stellt im Rahmen der Elektrotechnik ein neuzeitliches Teilgebiet dar, das sich mit der Technik elektrischer Stromkreise und Schaltungen unter Verwendung evakuierter oder gasgefüllter Entladungsgefäße befaßt. Jeder Stromkreis, in dem die Fortbewegung elektrischer Ladungen an wenigstens einer Stelle statt durch einen metallischen Leiter durch den freien Raum, der evakuiert oder gasgefüllt sein kann, stattfindet, ist, strenggenommen, zu dem Gebiet der Elektronik zu rechnen. Es gehört hierzu somit nicht allein die Verstärkerröhre mit ihrem bekanntesten Anwendungsgebiet, der Rundfunktechnik, sondern auch Fotozellen, Katodenstrahlröhren, Röntgenröhren, gasgefüllte Gleichrichterröhren mit und ohne Gitter, ja sogar die bekannten Leuchtstofflampen sind mit einzubeziehen. Die Elektronik hat seit einigen Jahrzehnten längst eine beherrschende Stellung in der modernen Technik eingenommen, und es ist somit nicht verwunderlich, wenn sich die Industrie ihre Vorteile bei der Verbesserung und Verfeinerung der Fertigungsverfahren, der Prüfung, Überwachung und der Regelung von Prozessen verschiedenster Art in besonderem Maße zunutze gemacht hat. So bietet beispielsweise die elektronische Motorsteuerung die Möglichkeit, Antriebe mit nahezu jeder gewünschten Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik zu schaffen, wobei die Steuer- und Regelglieder praktisch trägheits- und leistungslos arbeiten. Vorschubeinrichtungen bei Werkzeugmaschinen, Gleichlaufantriebe bei Walz- und Spinnstraßen, Wickelvorrichtungen in der Textilindustrie und in Drahtwerken, Steuerungen von Aufzügen und Fördereinrichtungen und viele andere Antriebe können mit Hilfe der Elektronik in idealer Weise ihrem Verwendungszweck entsprechend mit den erforderlichen Eigenschaften ausgerüstet werden. Elektronische Signal-, Überwachungs- und Zählrichtungen gestatten in Verbindung mit lichtelektrischen Zellen oder anderen Fühlorganen die selbsttätige Kontrolle von Fließbandfertigungen, chemischen Prozessen, Transporteinrichtungen und anderen industriellen Arbeitsvorgängen. Elektronische Zeitgeber steuern in Verbindung mit elektronischen Schaltern den zeitlichen Arbeitsablauf bei Schweißmaschinen mit höchster Präzision und führen eine erhebliche Qualitätssteigerung des Erzeugnisses herbei. Auf elektronischem Wege erzeugte Hochfrequenzenergie bietet der Holz- und Kunststoffindustrie neue Möglichkeiten bei der Herstellung von Möbeln, Sperrholz- und Hartfaserplatten sowie von Gegenständen aus Preßstoff. In der metallverarbeitenden Industrie können das Härten von Stählen, das Löten, Sintern und Schmelzen von Metallen durch Hochfrequenz die Wirtschaftlichkeit der Produktion erhöhen und die Güte des Erzeugnisses verbessern.

Bei der Anwendung von elektronischen Hilfsmitteln in der Industrie kann davon ausgegangen werden, daß die Elektronik grundsätzlich bei der Erfüllung zweier Aufgaben mitzuwirken vermag: Sie kann elektrische Energie in eine bestimmte Energieform umwandeln und weiterhin eine durch den Intellekt bestimmte Prozedur ausführen,

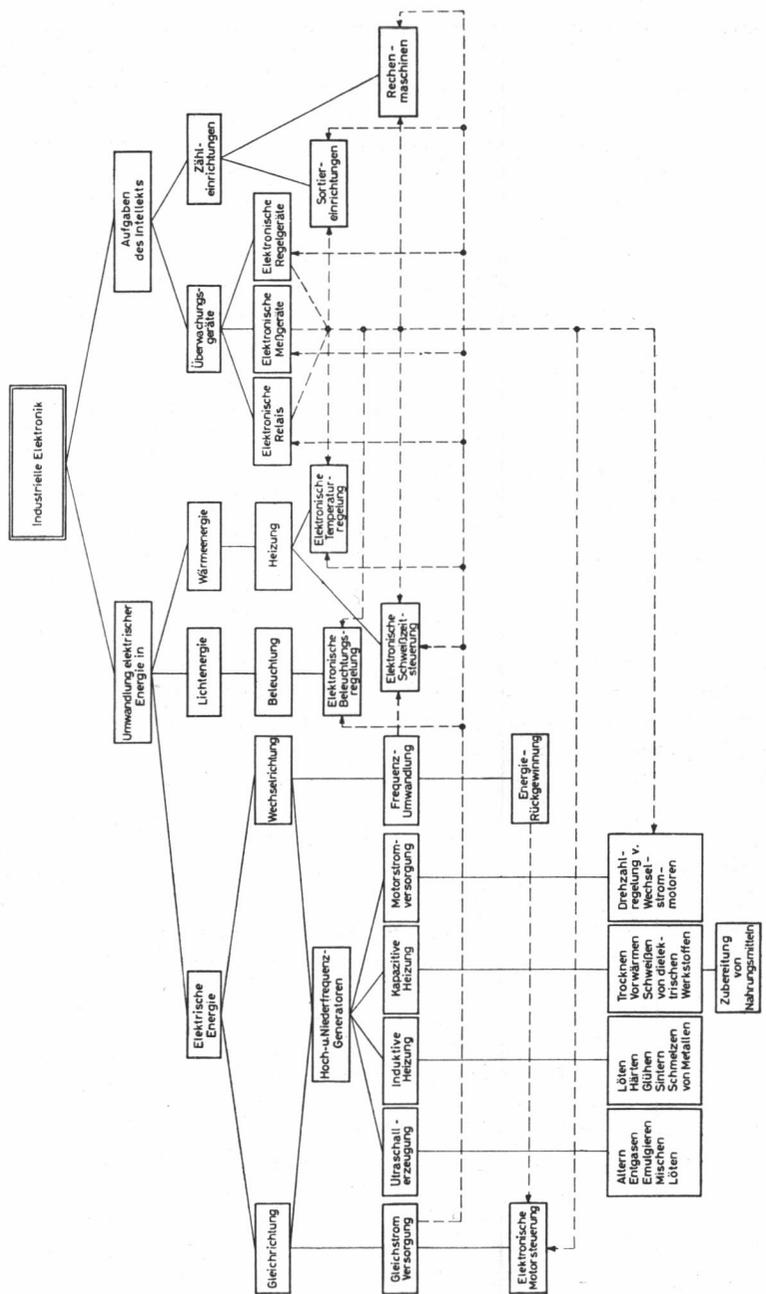
z. B. Messen, Zählen, Sortieren. Eine ähnliche Zweiteilung findet man auch bei einer Reihe anderer Anwendungsgebiete der Elektronik, z. B. der Medizin (Therapie und Diagnostik), der Lichttechnik (Beleuchtung und Anzeige), der Fernmeldetechnik (Trägererzeugung und Modulation). Die sich aus dieser Zweiteilung ergebenden Problemstellungen und Anwendungsgebiete in der Industrie sind unter Berücksichtigung ihrer wechselseitigen Beziehungen in der schematischen *Übersicht* dargestellt. Die Umwandlung elektrischer Energie kann in Wärmeenergie, Lichtenergie und wiederum auch in elektrische Energie anderer Form erfolgen. Im letzteren Fall wird es sich stets um Gleichrichtung, d. h. die Umwandlung von Wechselstrom in Gleichstrom, oder Wechselrichtung, d. h. Umwandlung von Gleichstrom in Wechselstrom, handeln. Aus der Gleichrichtung folgt die Gleichstromversorgung, die als wesentlichste Voraussetzung für die Funktion der sonstigen elektronischen Geräte und Anlagen anzusehen ist. Zwei gesteuerte Gleichrichter bilden die Hauptbestandteile eines elektronischen Motorsteuerungsaggregats, wo sie die für die Stromversorgung von Anker und Feld eines Gleichstrom-Nebenschlußmotors benötigten Spannungen und Ströme liefern. Aus der Wechselrichtung kann die Wechselumrichtung oder Frequenzumwandlung abgeleitet werden; die durch Wechselrichtung ermöglichte Nutzbremmung eines Motors und die dadurch erfolgende Energierückgewinnung kann wiederum eine Eigenschaft der elektronischen Motorsteuerung sein. Gleichrichtung und Wechselrichtung sind die Grundprinzipien, die der Konstruktion jedes Hoch- oder Niederfrequenzgenerators zugrunde liegen. Sie können zur Ultraschallerzeugung, zur Motorstromversorgung ebenso dienen wie zur induktiven Erhitzung von Metallen oder zur kapazitiven Erwärmung von dielektrischen Werkstoffen. Ein Sonderfall dieser Erhitzungsart ist die Zubereitung von Nahrungsmitteln.

Die zweite Form der Energieumwandlung ist die Erzeugung von Lichtenergie aus elektrischer Energie. Sie dient wohl nahezu in allen Fällen zur Beleuchtung. Ein hieraus abzuleitendes Gebiet ist die elektronische Beleuchtungsregelung, von der in Lichtspieltheatern, Bühnen, Auditorien und Werkhallen vielfach Gebrauch gemacht wird und deren bekannteste Ausführungsform die Helligkeitsregelung von Leuchtstofflampen ist.

Die Umwandlung elektrischer Energie in Wärmeenergie dient in erster Linie zur Beheizung, aber auch zum Trocknen von Materialien, wie Lacken und anderen mehr. Abzuleiten sind hiervon die elektronische Temperaturregelung und die elektronische Schweißzeitbegrenzung. Da hierbei jedoch auch ein Steuerteil zur Beeinflussung der Schweißzeit, Temperatur usw. vorhanden ist, kann, wie auch bei der elektronischen Motorsteuerung, eine Querverbindung zu den den Aufgaben des Intellekts dienenden Apparaten und Geräten hergestellt werden.

Die unter diese Gruppe fallenden Einrichtungen gliedern sich in Überwachungsgeräte und Zählrichtungen. Die Überwachungsgeräte lassen sich in drei Gruppen, nämlich elektronische Relais, Meßgeräte und Regelgeräte, aufteilen, wobei diese wiederum häufig ein Bestandteil eines anderen elektronischen Geräts sind oder dessen Funktion entscheidend beeinflussen. Dies ist durch die verschiedenen gestrichelten Querverbindungen angedeutet. Die Zählrichtungen lassen sich in Sortiereinrichtungen und Rechenmaschinen unterteilen, wobei diese ebenfalls von Anlagen aus der Gruppe der Überwachungsgeräte Gebrauch machen.

Als Folge der wachsenden Bedeutung, die die Elektronik auf industriellen Gebiete erlangte, ergab sich die Notwendigkeit besonderer, für den industriellen Einsatz speziell geeigneter



Röhrenarten und -typen. Bei der Rundfunk- und Fernmeldetechnik steht das Problem der leistungslosen Verstärkung kleinster Spannungen sowie die Erzeugung von unmodulierter oder modulierter Hochfrequenz bestimmter Leistung im Vordergrund des Interesses, beides Aufgaben, die durch die Hochvakuum-Verstärker- bzw. Senderöhre befriedigend gelöst werden. In der Industrie wird ferner häufig das Steuern oder Schalten von Strömen nicht unbeträchtlicher Größe verlangt. Hochvakuumröhren sind hierzu jedoch weniger geeignet, so daß die industrielle Elektronik sich vorzugsweise gasgefüllter Röhren in ihren verschiedenen Ausführungsformen bedient. Doch finden auch alle anderen Röhrenarten häufig genug Verwendung, so daß in dem ersten Teil dieses Buches die Röhren und ihre Grundsaltungen besprochen werden sollen. In dem zweiten Teil folgt die Behandlung verschiedener Schaltungen von elektronischen Geräten für industrielle Zwecke.

TEIL I

Die Röhren und ihre Grundsaltungen

1. Verstärker- und Senderöhren

Die wichtigsten Bestandteile einer Hochvakuumröhre sind die Katode und die Anode, die einander gegenüberstehend angeordnet und in einem evakuierten Kolben eingeschlossen sind. Die Katode besteht aus einem besonders geeigneten Material, das in erhitztem Zustand Elektronen, d.h. negative Elementarladungen, aussendet. Während man bei Senderöhren als Katode vielfach einen Draht aus reinem oder thoriertem Wolfram verwendet, der durch eine besondere Stromquelle auf die für die Elektronenemission erforderliche Temperatur gebracht wird (direkt geheizte Katode), dient als Katode bei Verstärkeröhren ein Nickelröhrchen, das mit einem Überzug aus Erdalkalioxyden, vorzugsweise Bariumoxyd, versehen ist. Die Heizung dieser Katode erfolgt durch eine in dem Röhrchen befindliche Heizwendel aus dünnem Wolframdraht; man spricht in diesem Falle von einer indirekt geheizten Oxydkatode. Die Anode besteht aus Metall, bei Senderöhren häufig auch aus Graphit, und dient zum Auffangen der von der Katode ausgehenden Elektronen. Zu diesem Zweck wird an die Anode eine mit Bezug auf die Katode positive Spannung angelegt. Zwischen diesen beiden Elektroden sind zumeist ein oder mehrere Gitter angeordnet, die aus Drahtspiralen verschiedenen Durchmessers und unterschiedlicher Steigung bestehen. Ein solches Gitter dient zur Beeinflussung des von der Katode zur Anode fließenden Elektronenstromes, und zwar wird der Anodenstrom vermindert, wenn das Gitter eine in bezug auf die Katode negative Spannung erhält. In *Abb. 1-1* ist der schematische Aufbau einer Verstärkeröhre dargestellt.

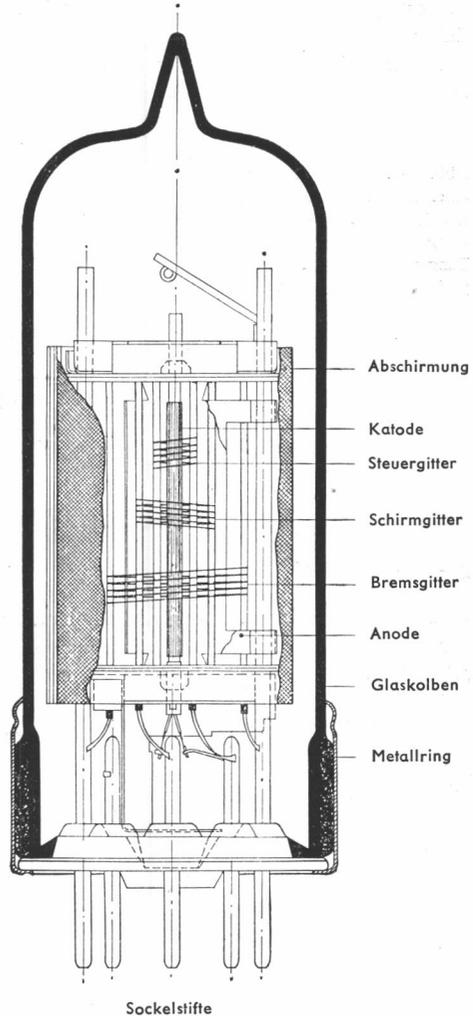
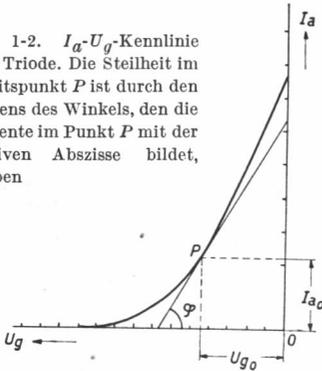


Abb. 1-1. Schematischer Aufbau einer normalen Verstärkeröhre

I_a-U_g -Kennlinie

Legt man an die Anode einer mit einem Gitter ausgerüsteten Röhre, also einer Dreielektrodenröhre oder Triode, eine positive Anodengleichspannung, an das Gitter eine variable negative Spannung, und nimmt man den Anodenstrom als Funktion der Gitterspannung auf, so erhält man die I_a-U_g -Kennlinie (Abb. 1-2). Aus dieser Kennlinie kann man ablesen, um welchen Betrag sich der Anodenstrom ändert, wenn die negative Gitterspannung um einen gewissen Wert geändert wird. Offenbar ist hierbei die Steilheit der Kennlinie von Bedeutung, d. h. der Tangens des Winkels, den die Tangente, die man in dem betrachteten Punkt an die Kurve legt, mit der positiven Abszisse bildet. Wie sich nun ableiten läßt, gilt für die Steilheit

Abb. 1-2. I_a-U_g -Kennlinie einer Triode. Die Steilheit im Arbeitspunkt P ist durch den Tangens des Winkels, den die Tangente im Punkt P mit der positiven Abszisse bildet, gegeben



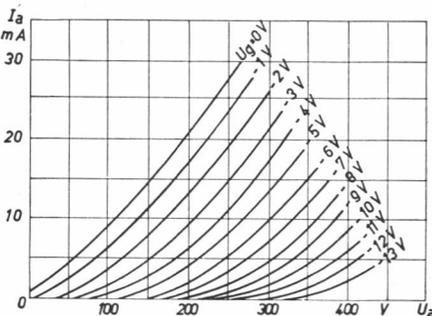
$$\operatorname{tg} \varphi = S = \frac{dI_a}{dU_g} \quad (1.1)$$

wobei die Anodenspannung konstantgehalten werden muß. Wie man sieht, hat die Steilheit die Dimension eines Leitwertes, d. h. des reziproken Wertes eines Widerstandes; sie wird meistens in mA/V angegeben.

I_a-U_a -Kennlinie

Hält man die Gitterspannung jeweils konstant und nimmt den Anodenstrom als Funktion der Anodenspannung auf, so erhält man die I_a-U_a -Kennlinien, mit U_g als Parameter (Abb. 1-3). Offenbar kann die I_a-U_g -Kennlinie einer Röhre jederzeit aus der I_a-U_a -Kennlinienschar abgeleitet werden. Wählt man einen Punkt einer I_a-U_a -Kennlinie und konstruiert hierin die Tangente, so stellt der Cotangens des Winkels, den sie mit der positiven Abszisse bildet, den sogenannten inneren

Widerstand der Röhre in diesem Punkt dar. Offenbar ist



$$R_i = \frac{dU_a}{dI_a} \quad (1.2)$$

Abb. 1-3. I_a-U_a -Kennlinienschar einer Triode, mit U_g als Parameter

wobei die Gitterspannung konstantgehalten ist. Zu beachten ist jedoch, daß es sich hierbei um den Wechselstromwiderstand der Röhre handelt, der nicht mit dem Gleichstromwiderstand zu verwechseln ist, der sich aus dem Quotienten aus Anodenspannung und Anodenstrom eines Arbeitspunktes ergibt. Dieser ist also

$$R_i = \frac{U_a}{I_a} \tag{1.3}$$

bezogen auf einen bestimmten Arbeitspunkt.

Die elementare Schaltung einer Röhre als Verstärkerstufe ist in *Abb. 1-4* dargestellt. Das Steuergitter erhält eine feste negative Vorspannung U_g , ferner liegt an ihm die Eingangs-

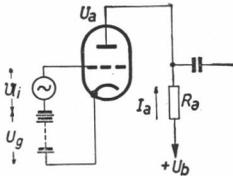
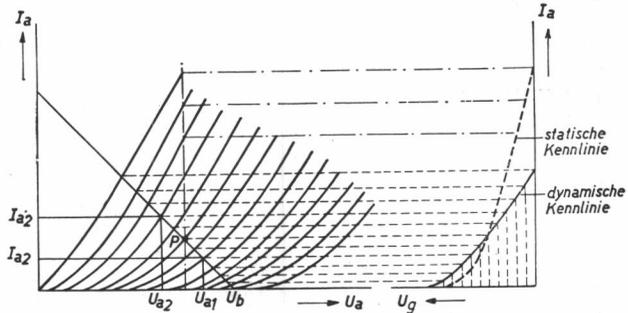


Abb. 1-4. Elementare Schaltung einer Verstärkerstufe
Rechts: *Abb. 1-5*. I_a-U_a -Kennlinienschar einer Triode mit eingezeichneten Widerstandsgeraden und daraus abgeleiteter dynamischer I_a-U_g -Kennlinie



wechselspannung U_i , die durch die Röhre verstärkt werden soll. Im Anodenstromkreis ist ein äußerer Widerstand R_a enthalten, an dem, entsprechend dem durch ihn fließenden Anodenwechselstrom, die verstärkte Wechselspannung entsteht. An R_a fällt somit eine im Takt der Steuerwechselspannung schwankende Spannung $I_a \cdot R_a$ ab, so daß die tatsächlich an der Anode wirksame Spannung

$$U_a = U_b - I_a \cdot R_a \tag{1.4}$$

ist, wobei U_b die von dem Stromversorgungsteil gelieferte Gleichspannung ist. Gl. (1.4) stellt I_a als lineare Funktion von U_a dar und kann daher im I_a-U_a -Kennlinienfeld der Röhre als Gerade eingezeichnet werden (*Abb. 1-5*). Wie man sieht, ist $U_a = U_b$ nur für den Fall $I_a = 0$, während die an der Anode wirksame Spannung sich in dem Maß verringert, wie der Anodenstrom zunimmt. Damit erkennt man auch, daß nunmehr nicht mehr die statische I_a-U_g -Kennlinie durchlaufen wird, sondern eine „dynamische“ Kennlinie mit verminderteter Steilheit.

Verstärkungsfaktor

Die mit einer Schaltung nach *Abb. 1-4* erreichbare Verstärkung ist offenbar

$$V = \frac{\mathfrak{S}_a \cdot R_a}{u_i} \tag{1.5}$$

Durch die Röhre und den Anodenwiderstand R_a fließt der Anodenwechselstrom \mathfrak{I}_a , wobei an der Anode eine Wechselspannung u_a entsteht, die gegenüber \mathfrak{I}_a und u_i um 180° in der Phase gedreht ist. Der durch u_i hervorgerufene Anodenwechselstrom ist nach Gl. (1.1) $S \cdot u_i$; ferner bewirkt die Anodenwechselspannung einen Wechselstrom, der nach Gl. (1.2) $\frac{u_a}{R_i}$ ist. Beide Einflüsse addieren sich, so daß man schreiben kann

$$\mathfrak{I}_a = S \cdot u_i + \frac{u_a}{R_i} \quad (1.6)$$

Berücksichtigt man, daß

$$u_a = -\mathfrak{I}_a \cdot R_a \quad (1.7)$$

ist, so ergibt sich

$$\mathfrak{I}_a = S \cdot u_i - \frac{\mathfrak{I}_a \cdot R_a}{R_i} \quad (1.8)$$

und die Verstärkung V nach Gl. (1.5)

$$V = S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \quad (1.9)$$

Nehmen wir an, daß R_a groß gegen R_i ist, so wird im Grenzfall

$$V = S \cdot R_i = \mu \quad (1.10)$$

wobei man den Wert μ als Verstärkungsfaktor der Röhre bezeichnet. Er gibt die theoretisch erreichbare Grenze der Spannungsverstärkung an, denn in der Praxis wird stets $\frac{R_a}{R_i + R_a} < 1$ sein. Zur Erreichung einer möglichst hohen Verstärkung wird man daher eine Röhre mit großem Verstärkungsfaktor, d.h. mit hoher Steilheit und großem inneren Widerstand wählen. Die Steilheit hängt im wesentlichen von der Geometrie des Röhrensystems ab und kann bei den üblichen Verstärkeröhren mit vertretbarem technischen Aufwand bei der Fertigung nicht über einen bestimmten Wert hinaus gesteigert werden. Der Innenwiderstand dagegen kann erheblich erhöht werden, wenn man zwischen Steuergitter und Anode ein zweites Gitter, das Schirmgitter, anbringt, das ein positives Potential erhält. In Abb. 1-6 sind die I_a - U_a -Kennlinien einer Tetrode dargestellt, und man erkennt

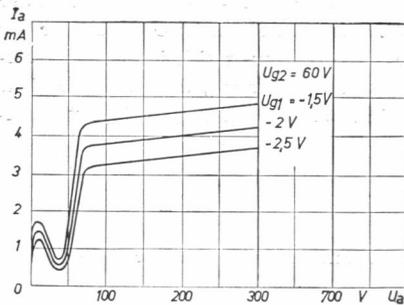


Abb. 1-6. I_a - U_a -Kennlinienschar einer Tetrode

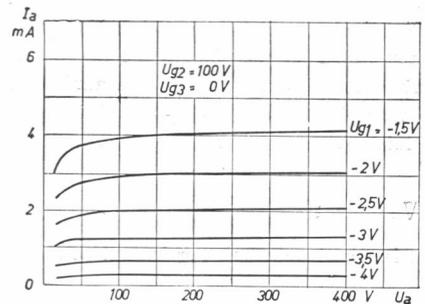


Abb. 1-7. I_a - U_a -Kennlinienschar einer Pentode

an dem flachen Verlauf in dem Bereich größerer Anodenspannungen, daß der innere Widerstand dort beträchtlich höher ist als der der Triode nach *Abb. 1-3*. Im linken Teil der Kurven wird der Innenwiderstand innerhalb eines gewissen Anodenspannungsbereichs sogar negativ, was auf das Auftreten von Sekundäremission der Anode zurückzuführen ist. Man ordnet daher zwischen Schirmgitter und Anode ein drittes Gitter, das Bremsgitter, an, das Katodenpotential erhält und einen Übergang von Sekundärelektronen auf das Schirmgitter verhindert. *Abb. 1-7* zeigt die I_a-U_a -Kennlinien einer solchen Pentode. Da bei Pentoden R_i groß gegen R_a ist, vereinfacht sich Gl. (1.9) in diesem Fall zu

$$V = S \cdot R_a \quad (1.11)$$

In *Abb. 1-8* ist eine handelsübliche Pentode nebst ihrem Systemaufbau dargestellt.

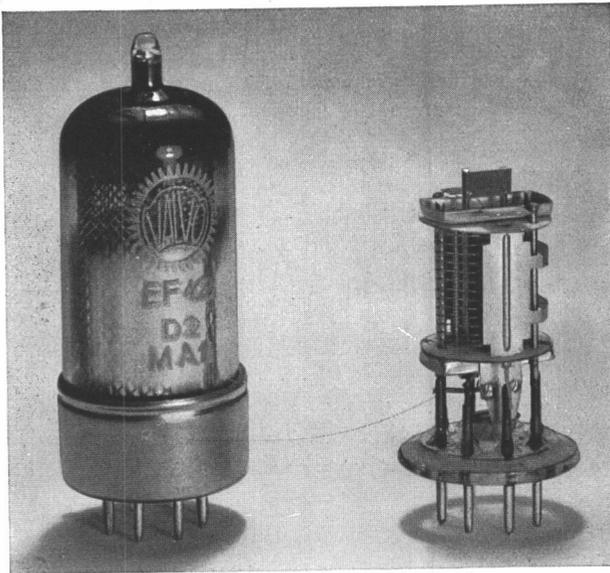


Abb. 1-8. Moderne handelsübliche Verstärkerpentode (Valvo EF 42) und ihr Systemaufbau

Seit kurzem stehen für den Einsatz in Geräten der industriellen Elektronik besonders hochqualifizierte Verstärkerröhren mit sehr langer Lebensdauer zur Verfügung. Diese „Langlebensdauerrohre“ unterscheiden sich hinsichtlich der elektrischen Daten kaum von den entsprechenden Verstärkerröhren für Rundfunkzwecke, sind jedoch dank besonderer Fertigungsverfahren weitgehend erschütterungsunempfindlich und von hoher Zuverlässigkeit. Eine Reihe der in Teil II beschriebenen Schaltungen ist mit solchen Röhren bestückt.

Schwingungserzeugung

Hochvakuumröhren werden in industriellen Geräten nicht allein zur Spannungsverstärkung, sondern auch zur Schwingungserzeugung mit zum Teil beträchtlichen Leistungen benutzt. Hierzu verwendet man zumeist Trioden, in besonderen Fällen Tetroden. Die Schwingungserzeugung beruht darauf, daß ein auf die gewünschte Frequenz abgestimmter Schwingungskreis durch die Wirkung der Röhre entdämpft und damit zu ständigem Schwingen veranlaßt wird. Ein Schwingungskreis besteht aus einer Kapazität C und einer Selbstinduktion L ; ferner ist noch ein die Kreisverluste symbolisierender ohmscher Widerstand R vorhanden (Abb. 1-9). Angenommen, der Kondensator sei mit der angegebenen Polarität aufgeladen, so kann er sich über R und L entladen, wodurch an L eine elektromotorische Kraft (EMK) entsteht, die den fließenden Strom noch eine Weile aufrechterhält. Hierdurch wird der Kondensator mit entgegengesetzter Polarität aufgeladen, worauf sich das Spiel wiederholt¹⁾. Der bei jeder Entladung von C fließende Strom erzeugt an dem Widerstand R einen schädlichen Spannungsabfall, und die in diesem Widerstand in Wärme umgesetzte Leistung bewirkt eine Dämpfung und damit ein allmähliches Abklingen der Schwingung, das um so schneller erfolgt, je größer der Verlustwiderstand R ist. Ein solcher abklingender Schwingungszug ist in Abb. 1-10 dargestellt.

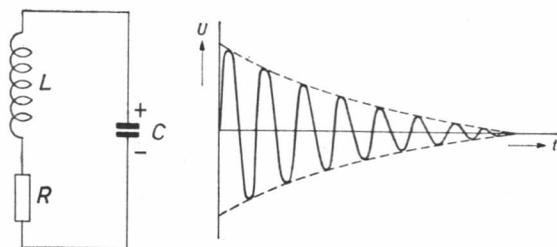


Abb. 1-9. Prinzipschaltbild eines elektrischen Schwingungskreises
Rechts: Abb. 1-10. Gedämpfter Schwingungszug

Thomsonsche Formel

Die sich hierbei ergebende Frequenz wird Eigen- oder Resonanzfrequenz des Schwingungskreises genannt; für sie gilt die Thomsonsche Formel

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (1.12)$$

Bei dieser Gleichung ist allerdings, der Einfachheit halber, der Verlustwiderstand des Kreises mit Null angenommen worden. Da dieser jedoch auf die Größe der sich erregenden Frequenz nur geringen Einfluß hat, kann in der Praxis meistens mit Gl. (1.12) gerechnet werden.

¹⁾ Der aus Kapazität und Selbstinduktion bestehende Schwingungskreis ist sehr gut mit der Unruhe einer Uhr vergleichbar, wobei C der Spiralfeder und L dem Schwungrad entsprechen. R ist dann der Reibungswiderstand.

Wird nun der an R entstehende schädliche Spannungsabfall durch eine dem Schwingungskreis zugeführte Wechselspannung gleicher Größe, doch mit um 180° verschobener Phasenlage kompensiert, so wird die Schwingung aufrechterhalten bleiben. Dies kann durch eine Röhre in einer Schaltung nach Art der *Abb. 1-11* erreicht werden. Der aus L_1 und C_1 bestehende Schwingungskreis ist in den Anodenstromkreis geschaltet. Mit der Spule L_1 ist eine weitere Spule L_2 induktiv gekoppelt, in der durch das durch L_1 erzeugte magnetische Wechselfeld eine Wechselspannung hervorgerufen wird. Diese Spannung steuert das Gitter der Röhre, die hierdurch wiederum eine Anodenwechselspannung liefert, die den Schwingkreis entdämpft. Dieser stellt für den durch ihn fließenden Anodenwechselstrom \mathfrak{S}_a einen Widerstand dar, der im Resonanzfall (d. h. wenn die Frequenz des Wechselstroms gleich der Resonanzfrequenz des Schwingkreises ist)

$$R_a = \frac{L}{C \cdot R} \quad (1.13)$$

beträgt. Er hat dann den Charakter eines ohmschen Widerstandes, d. h., Strom und Spannung an ihm befinden sich in Phase. Der Einfachheit halber sei dies im folgenden angenommen. Ein Teil der an dem Außenwiderstand R_a entstehenden Wechselspannung U_a wird an das Gitter der Röhre zurückgeführt, so daß man schreiben kann

$$U_i = -k \cdot U_a \quad (1.14)$$

Das Minuszeichen rührt daher, daß, um eine Anfachung der Schwingungen zu erhalten, die Eingangsspannung gegenüber der Anodenwechselspannung um 180° in der Phase gedreht sein muß. Man bezeichnet k als den Rückkopplungsfaktor; er gibt an, wie fest die Kopplung zwischen Anoden- und Gitterkreis gemacht werden muß, um die Schwingungen aufrechtzuerhalten. Zu seiner Berechnung ziehen wir noch die Gl. (1.6) und (1.7) hinzu und erhalten

$$k = \frac{1}{S} \cdot \frac{R_i + R_a}{R_i \cdot R_a} \quad (1.15)$$

oder auch

$$k \cdot S \cdot \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} = 1 \quad (1.16)$$

Es muß nun dafür Sorge getragen werden, daß zu Beginn der Selbsterregung die linke Seite der Gl. (1.16) größer als Eins ist, um die Schwingungsanfachung zu erreichen. Dies erfolgt automatisch dadurch, daß bei Inbetriebsetzen der Schaltung nach *Abb. 1-11* die Röhre keine negative Gittervorspannung hat, so daß sich zunächst ein Arbeitspunkt mit verhältnismäßig hoher Steilheit einstellt. Durch die positiven Halbwellen der an das Gitter gelangenden Wechselspannung wird der im Gitterkreis liegende Kondensator C_g mit der angegebenen Polarität aufgeladen. Er entlädt sich daraufhin allmählich über den Widerstand R_g , wodurch an diesem eine Spannung entsteht, die als negative Gittervorspannung

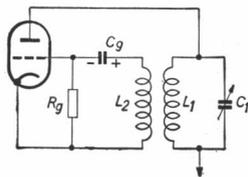


Abb. 1-11. Schaltung einer Röhre als Schwingungserzeuger (Oszillator) mit in der Anodenzuleitung angeordnetem Schwingungskreis

der Röhre wirksam ist. Sie wird offenbar um so größer, je größer die Amplitude der Gitterwechselspannung ist, so daß durch diese automatische Gitterspannungserzeugung der Arbeitspunkt auf der I_a-U_g -Kennlinie in den Bereich kleinerer Steilheit verschoben wird, bis Gl. (1.16) erfüllt ist und Gitter- und Anodenwechselspannung einen konstanten Wert annehmen. Gewöhnlich liegt dann der Arbeitspunkt so weit im Bereich negativer Gitterspannungen, daß nur die obersten Spitzen der positiven Gitterspannungs-Halbwellen in den positiven Gitterspannungsbereich hineinragen und Gitterstrom fließen lassen (Abb. 1-12). Ebenso fließt dann nur während eines Teils der positiven Gitterspannungs-Halbperiode Anodenstrom. Man bezeichnet eine derartige Einstellung des Arbeitspunktes als Klasse-C-Einstellung. Diese Einstellung, die den Vorteil eines hohen Wirkungsgrades besitzt, wird bei praktisch allen Röhren-Generatorschaltungen für den industriellen Einsatz angewendet. Hiervon zu unterscheiden ist die Klasse-B-Einstellung, bei der der Arbeitspunkt ungefähr im unteren Knick der I_a-U_g -Kennlinie liegt. In diesem Fall fließt während der gesamten positiven Gitterspannungs-Halbperiode Anodenstrom. Bei der B-Einstellung ist zwar der Wirkungsgrad viel geringer, doch auch die Bildung von Oberwellen und die dadurch verursachte Verzerrung der verstärkten Spannung ist ungleich schwächer, so daß man diese Einstellung bei der Verstärkung modulierter Hochfrequenz (bei gitterseitig modulierten

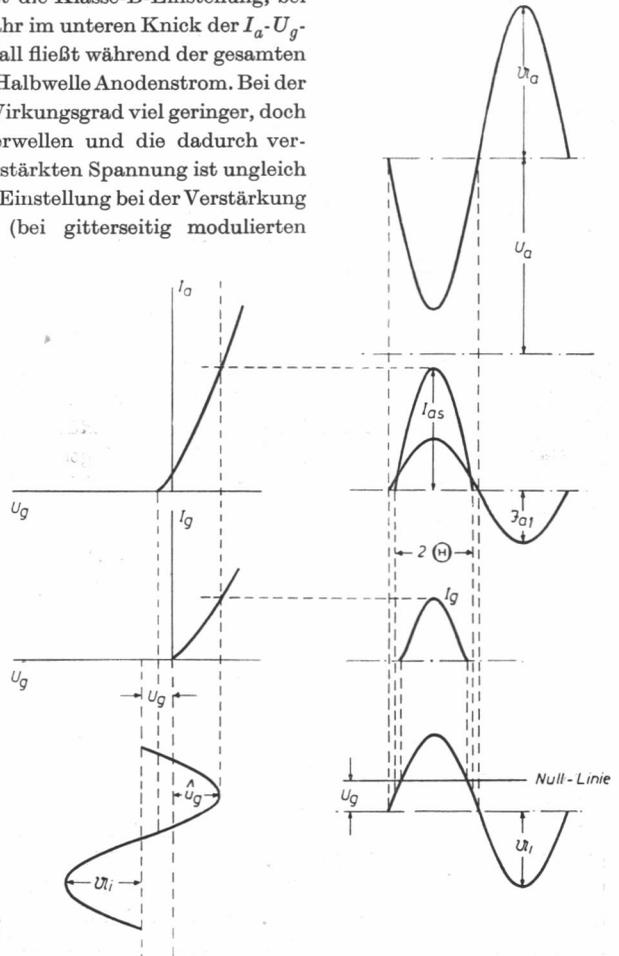


Abb. 1-12. Klasse-C-Einstellung einer selbstregten Röhre

Rundfunksendern) bevorzugt. Die Klasse-A-Einstellung schließlich ist gegeben, wenn der Arbeitspunkt auf dem geraden Teil der Kennlinie liegt; in diesem Fall fließt während der gesamten Periode der Gitterwechselspannung Anodenstrom. Diese Einstellung wird zu meist bei der Spannungsverstärkung von Hoch- oder Niederfrequenz benutzt. Die Amplitude der Gitterwechselspannung wird dann höchstens so groß gemacht, daß noch gerade kein Gitterstrom fließt und die Spannungsverstärkung leistungslos erfolgt. Hierzu besteht jedoch bei Oszillator- und Sendeverstärkerschaltungen kein Anlaß, da immer genügend Steuerleistung zur Verfügung steht, entweder durch Rückkopplung von der Röhre selbst oder von einer Vorstufe. Senderöhren sind daher so konstruiert, daß das Steuergitter ins Positive angesteuert werden und Gitterstrom fließen kann.

U_g-U_a -Kennlinienfeld

Eine recht anschauliche Darstellung der bei Senderöhren eingangs- und ausgangsseitig auftretenden Verhältnisse gewinnt man aus dem U_g-U_a -Kennlinienfeld, das im ausländischen Schrifttum als „constant-current“-Diagramm bekannt ist. In diesem Diagramm sind die Kurven konstanter Anoden- und Gitterströme für einen bestimmten Röhrentyp in Abhängigkeit von Gitter- und Anodenspannung dargestellt. Ein solches idealisiertes Kennlinienfeld zeigt Abb. 1-13. Der Einfachheit halber sei zunächst ein ohmscher Widerstand R_a als Belastung im Anodenkreis der Röhre angenommen. An diesem entsteht je nach der Größe des fließenden Anodenstromes ein Spannungsabfall. Ist der Anodenstrom Null, so ist auch der Spannungsabfall Null, und es ergibt sich der erste Punkt der Arbeitskennlinie auf der Anodenstromkurve $I_a = 0$ bei der Anodenspannung U_b . Die weiteren Punkte ergeben sich durch Konstruktion gemäß Gl. (1.4). Der maximal auftretende Anodenspitzenstrom ist durch den Schnittpunkt mit der Geraden $U_a = U_g$ gegeben. Die Arbeitskennlinie, die in diesem Fall eine Gerade ist, wird bei jeder Periode der Gitterwechselspannung einmal hin und zurück durchlaufen. Der Punkt A ist der Arbeitspunkt der in diesem Fall in Klasse-A-Einstellung arbeitenden Röhre. Man kann nunmehr für jeden Zustand die zusammengehörigen Spannungs- und Stromwerte aus dem Diagramm ablesen; so ergeben

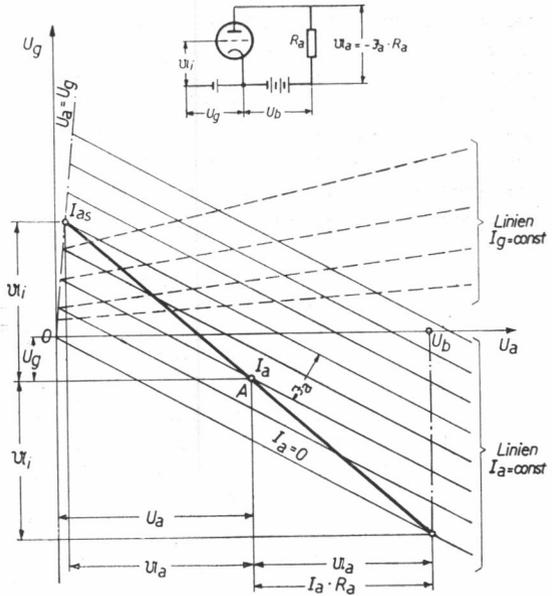


Abb. 1-13. Idealisiertes Kennlinienfeld für konstanten Gitter- und Anodenstrom einer Triode

sich die Momentanwerte von Gitter- und Anodenstrom aus den Schnittpunkten der Arbeitskennlinie mit den Kurven. Die zugehörigen Gitter- und Anodenspannungswerte sind auf der Ordinate beziehungsweise Abszisse abzulesen.

Berechnung der Klasse-C-Einstellung

Die sich bei Klasse-C-Einstellung einer Triode als Sendeverstärker ergebenden Verhältnisse sind an Hand des U_g - U_a -Diagramms der Valvo-Sendetriode TBL 6/6000 gezeigt (Abb. 1-14).

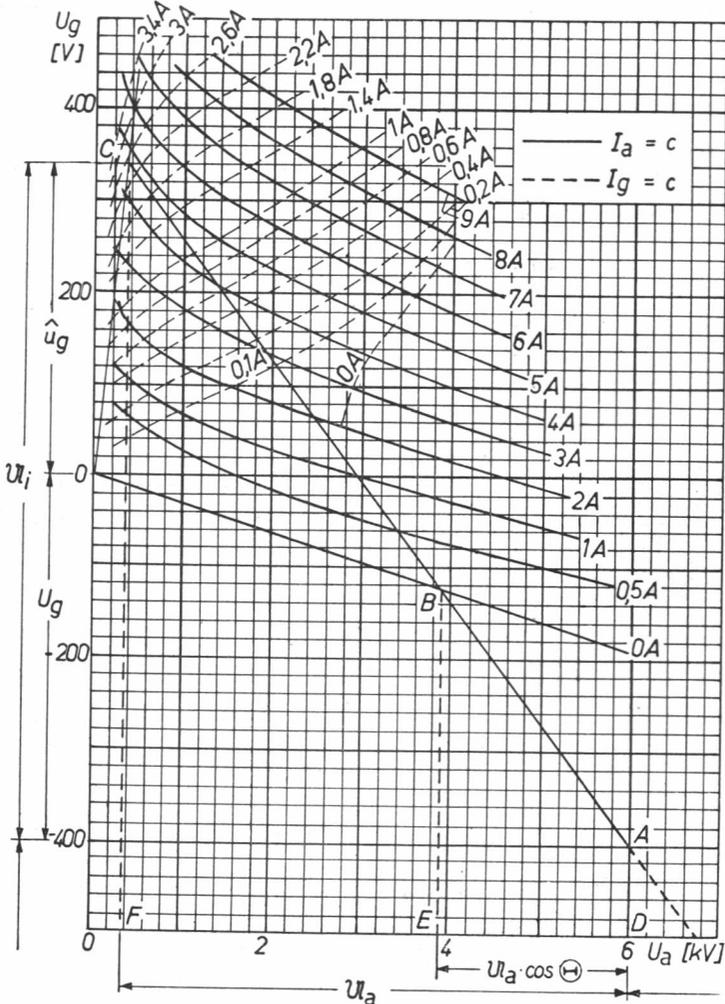


Abb. 1-14. Ermittlung einer Klasse-C-Betriebseinstellung der Sendetriode TBL 6/6000 aus dem Kennlinienfeld für konstanten Gitter- und Anodenstrom

Im Anodenkreis der Röhre liegt in diesem Fall ein auf die Arbeitsfrequenz abgestimmter Schwingungskreis, der für diese Frequenz einen ohmschen Widerstand R_a nach Gl. (1.13) darstellt. Die Arbeitskennlinie ist daher wiederum eine Gerade. Infolge des C-Betriebs liegt der Arbeitspunkt A so weit im negativen Gitterspannungsbereich, daß nur während eines Teils der positiven Gitterspannungs-Halbwelle Anodenstrom fließt (vgl. *Abb. 1-12*).

Es treten also Anodenstromimpulse bestimmter Dauer auf, die neben einer Reihe von Oberwellen die Grundwelle des Stroms \mathfrak{I}_{a1} enthalten. Der sogenannte Stromflußwinkel Θ , der durch die halbe Zeit des Anodenstromflusses, gemessen in Winkelgraden, definiert ist, läßt sich aus dem Diagramm entnehmen. Offenbar wäre $\Theta = 90^\circ$, falls während der ganzen Kennlinienhälfte AC Strom fließen würde. Da dies nur im Teil BC der Fall ist, gilt

$$\cos \Theta = \frac{AB}{AC} = \frac{DE}{DF} \quad (1.17)$$

Im vorliegenden Fall ist annähernd $\Theta = 67^\circ$.

Aus dem Stromflußwinkel und dem Anodenspitzenstrom I_{as} kann die Amplitude der Grundwelle \mathfrak{I}_{a1} ermittelt werden. Allgemein gilt

$$\mathfrak{I}_{a1} = I_{as} \cdot f_1(\Theta) \quad (1.18)$$

Bei einer Röhre mit einer idealisierten linearen I_a - U_g -Kennlinie (diese vereinfachende Voraussetzung kann in den allermeisten Fällen gemacht werden) ergibt sich durch Fourier-Analyse der Anodenstromimpulse

$$f_1(\Theta) = \frac{\Theta - \frac{1}{2} \cdot \sin 2\Theta}{\pi \cdot (1 - \cos \Theta)} \quad (1.19)$$

Diese Funktion ist in *Abb. 1-15* grafisch dargestellt.

Die Anodenwechselspannung u_a kann ohne weiteres aus dem Diagramm nach *Abb. 1-14* abgelesen werden; sie ergibt sich hier zu etwa 5,6 kV. Mit $f_1(\Theta) = 0,42$ und $I_{as} = 4,8$ A wird $\mathfrak{I}_{a1} = 2$ A; die Nutzleistung der Röhre

$$W_o = \frac{\mathfrak{I}_{a1} \cdot u_a}{2} \quad (1.20)$$

wird also im vorliegenden Fall etwa 5,6 kW.

Der Gittergleichstrom wird durch Integration der Gitterstromkurve gewonnen, die sich aus den aus dem Diagramm abzulesenden Momentanwerten i_g leicht konstruieren läßt; es gilt

$$I_g = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_g \cdot d\varphi \quad (1.21)$$

Ebenso wird die aufzuwendende Steuerleistung

$$W_{st} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_g \cdot i_g \cdot d\varphi \approx 0,9 \cdot u_i \cdot I_g \quad (1.22)$$

wobei u_g den Momentanwert der Gitterwechselspannung bedeutet.

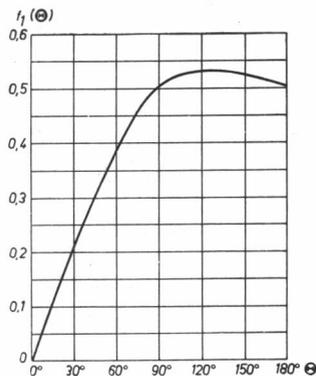


Abb. 1-15. Grafische Darstellung der Funktion $f_1(\Theta)$

Anoden- und Gitterverlustleistung

Wenn eine Elektrode, Anode oder Gitter, positiv gegenüber der Katode ist, besteht die Möglichkeit des Stromflusses zu dieser Elektrode. Durch das Aufprallen der Elektronen wird Energie in Gestalt von Wärme frei. Die in dieser Weise je Zeiteinheit entstehende Verlustwärme wird Verlustleistung genannt. Diese Verlustleistung muß in irgendeiner Weise abgeführt werden, wenn man die Überhitzung der betreffenden Elektrode und damit die Zerstörung der Röhre vermeiden will. Dies kann auf verschiedenen Wegen erfolgen; bei kleineren Röhren genügt im allgemeinen die natürliche Wärmeabstrahlung, die durch geeignete Formgebung der Elektrode gefördert wird. Bei größeren Leistungen reicht jedoch diese Kühlungsart nicht aus, so daß künstliche Kühlung durch Wasser oder Druckluft angewandt werden muß. Bei Senderöhren z. B. bildet zu diesem Zweck häufig die Anode, auf der die größten Verlustleistungen frei werden, einen Teil des Röhrenkolbens (Außenanodenröhre). Auf der Außenseite der Anode können dann zur Vergrößerung der Oberfläche Kühllamellen angebracht werden, durch welche die kühlende Druckluft geblasen wird. In *Abb. I-16* ist die handelsübliche Ausführung einer solchen Senderöhre für industrielle Zwecke dargestellt (*Valvo TBL 6/6000*).

Von den Röhrenherstellern sind für jede Röhre die höchstzulässigen Werte für die Anoden- und Gitterverlustleistung angegeben, die unter keinen Umständen überschritten werden dürfen. Diese Gefahr besteht z. B. für Senderöhren in industriellen Hochfrequenzgeneratoren, wenn die Belastung sehr stark schwankt, d. h. der Generator im Leerlauf oder Kurzschluß betrieben wird. Im letzteren Fall nämlich wird der Wert der im Anodenkreis wirksamen Impedanz sehr klein. Die Folge davon ist, daß der Wirkungsgrad der Generatorröhre stark zurückgeht oder die Schwingungen sogar völlig abreißen. Die Anodenverlustleistung wächst hierdurch erheblich an und kann den zulässigen Grenzwert überschreiten, wodurch die Röhre rasch zerstört wird. Im umgekehrten Fall, bei Leerlauf des Generators, wächst die Anodenimpedanz beträchtlich, wodurch auch die Amplitude der Anodenwechselspannung zunimmt. In gleichem Maß erhöht sich über die Rückkopplung die Amplitude der Gitterwechselspannung, und damit wächst auch der Gitterstrom. Dieser Effekt wird noch unterstützt durch die Tatsache, daß Gitter- und Anodenwechselspannung gegeneinander um 180° phasenverschoben sind, so daß die Möglichkeit besteht, daß während der positiven Gitterspannungs-Halbwellen die Anode zeitweilig ein niedrigeres Potential annimmt als das Gitter. Durch die resultierende starke Erhöhung des Gitterstroms kann die höchstzulässige Verlustleistung dieser Elektrode überschritten werden, so daß schädliche Gitteremission auftritt oder die Gitterdrähte schließlich wegschmelzen. Wenn auch in modernen Hochfrequenzgeneratoren für den industriellen Gebrauch Sicherungsvorrichtungen enthalten sind, die den Strom beim Überschreiten eines Grenzwertes automatisch abschalten, so empfiehlt sich doch bei der Bedienung solcher Geräte die Rücksichtnahme auf die geschilderten Verhältnisse.

Die überschlägige Berechnung der im Betrieb auftretenden Gitterverlustleistung kann verhältnismäßig einfach erfolgen. Offenbar ist die Gitterverlustleistung die Differenz zwischen der HF-Steuerleistung und der in der Gittervorspannungsquelle bzw. im Gitterableitwiderstand verlorengehenden Leistung, also

$$W_g = W_{st} - I_g \cdot U_g \quad (1.23)$$

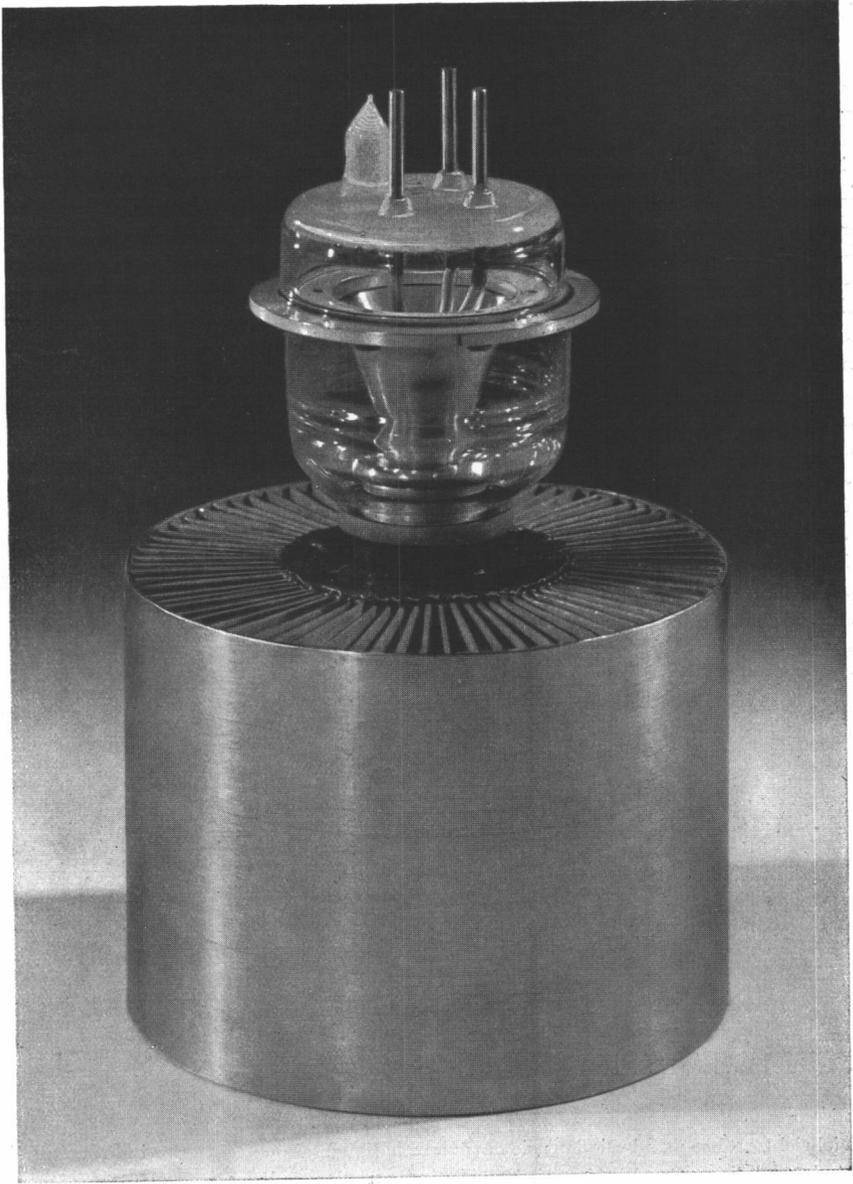


Abb. 1-16. Moderne handelsübliche Senderöhre für Druckluftkühlung (Valvo TBL 6/6000)

wobei I_g den Gittergleichstrom und U_g die Gittervorspannung bedeuten. Unter Berücksichtigung von Gl. (1.22) folgt

$$W_g = I_g (0,9 \cdot U_i - U_g) \approx I_g \cdot \hat{u}_g \quad (1.24)$$

Hierbei ist \hat{u}_g der Scheitelwert der positiven Gitterspannung (Abb. 1-14).

Die Heizung der Röhren in industriellen Geräten erfolgt in den allermeisten Fällen über einen entsprechend dimensionierten Transformator aus dem Wechsel- oder Drehstromnetz. Für die Heizspannung der Röhren sind von den Röhrenherstellern gewisse maximal zulässige Abweichungen nach oben und unten angegeben, die im Interesse einer hohen Lebensdauer nicht überschritten werden sollten. In vielen Fällen sind diese Heizspannungstoleranzen so groß, daß die üblicherweise auftretenden Netzspannungsschwankungen ohne weiteres vertragen werden. Manchmal ist dies jedoch nicht der Fall, und es müssen daher im Gerät Einrichtungen vorhanden sein, die die Netzspannungsschwankungen auf ein zulässiges Maß reduzieren. Gelegentlich findet man auch einen Handregler nebst einem Meßinstrument, mit dessen Hilfe der Sollwert von Zeit zu Zeit nachzuregeln ist. Es empfiehlt sich dringend, dies mit Sorgfalt zu tun, da diese kleine Mühe durch die erhöhte Lebensdauer der Röhren um ein Vielfaches aufgewogen wird.

Abb. 1-17 zeigt ein Bild aus der Fertigung von Verstärkerröhren, und zwar das Verschmelzen von Kolben und Preßsteller bei Rimlockröhren auf dem Einschmelzautomaten. Die für die Darstellung der Röhren benutzten Schaltungssymbole zeigt Abb. 1-18, und zwar ist das für eine direkt geheizte Triode und eine indirekt geheizte Pentode gebräuchliche Symbol wiedergegeben.

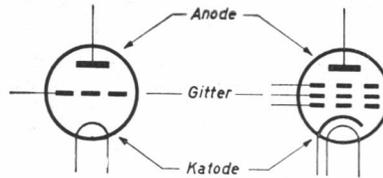


Abb. 1-18. Schaltungssymbole für Hochvakuumröhren
Links: direkt geheizte Triode, rechts: indirekt geheizte Pentode

2. Gleichrichterröhren

Gleichrichterröhren sind Dioden; sie enthalten lediglich eine direkt oder indirekt geheizte Katode und eine oder mehrere Anoden. In industriellen Anlagen und Geräten dienen sie fast ausschließlich zur Umformung des durch das Netz gelieferten Wechsel- oder Drehstromes in Gleichstrom.

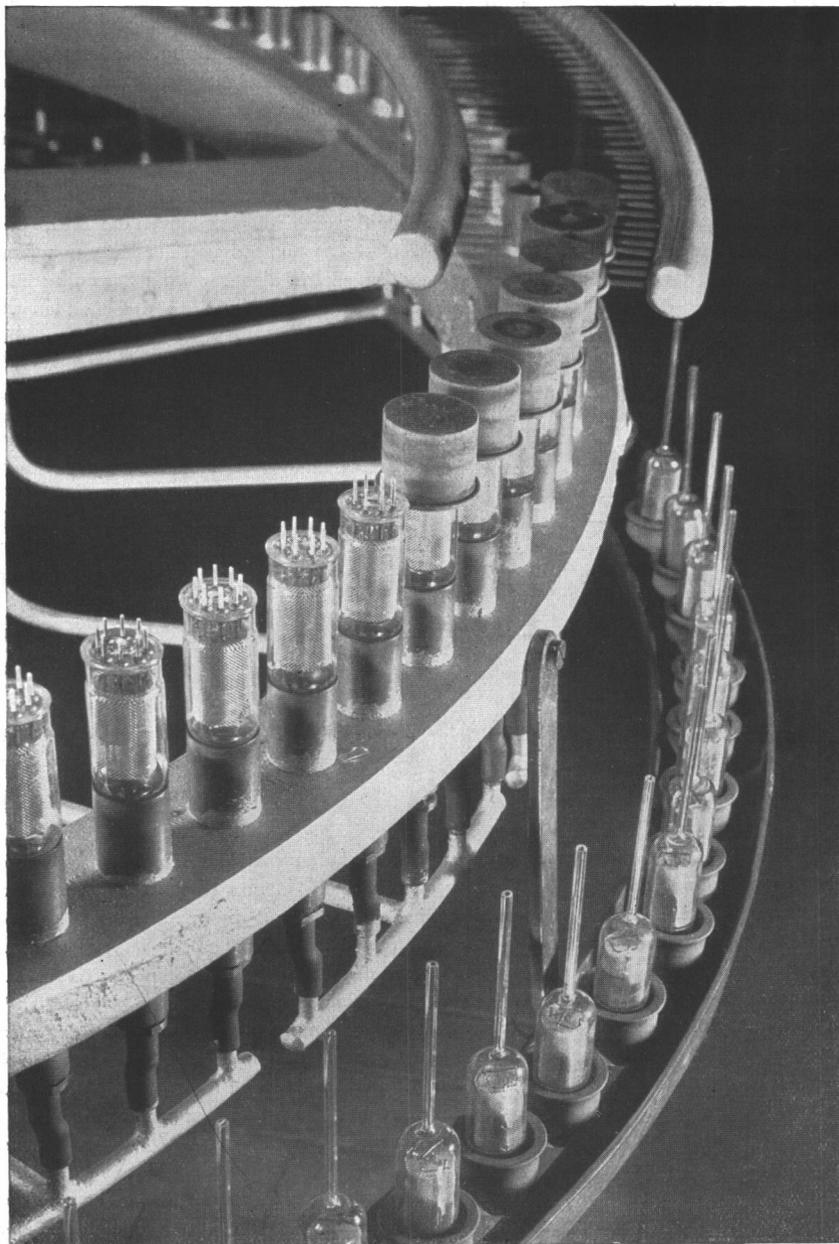


Abb. 1-17. Bild aus der Fertigung von Verstärkerröhren. Rimlockröhren auf dem Einschmelzautomat
(Werkbild: Deutsche Philips GmbH, Hamburg)

Hochvakuum-Gleichrichterröhren

Man unterscheidet Gleichrichterröhren mit und solche ohne Gasfüllung. Die letzteren werden zur Gleichrichtung von nur verhältnismäßig geringen Leistungen benutzt, und man verwendet sie daher meistens nur in ein- oder zweiphasigen Gleichrichterschaltungen. Das Prinzipschaltbild eines einphasigen Gleichrichters ist in *Abb. 2-1* dargestellt. Die Sekundärwicklung des Transformators Tr liefert eine Wechselspannung U_{Tr} , die an der Reihenschaltung von Gleichrichterröhre und Ladekondensator C liegt. Die gleichgerichtete Spannung wird an dem Kondensator abgegriffen. Der Stromdurchgang durch die Röhre kann nur in einer Richtung erfolgen, da die negativen Elektronen nur von der Katode zur positiven Anode wandern können. In unserer Schaltung kann also nur dann Strom durch die Röhre und damit durch die Trafowicklung und zu den Belegungen des Kondensators fließen, wenn die Anode positiv ist. Dies ist jeweils in der Hälfte einer Wechselspannungs-

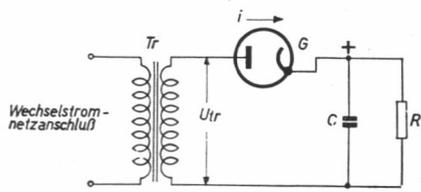


Abb. 2-1. Prinzipschaltbild eines einphasigen Gleichrichters

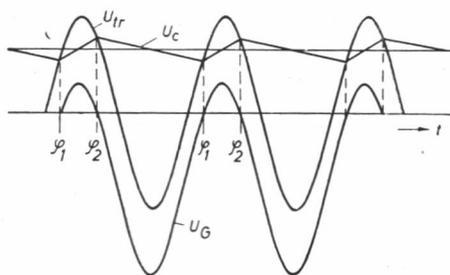


Abb. 2-2. Ausgangsspannung eines Gleichrichters nach Abb. 2-1

periode der Fall; während dieser positiven Halbperioden wird der Kondensator mit der angegebenen Polarität aufgeladen. In der darauffolgenden negativen Halbperiode kann kein Strom fließen, und der Kondensator wird sich während dieser Zeitspanne teilweise über den Verbraucherwiderstand R entladen (der Einfachheit halber ist ein ohmscher Widerstand als Verbraucher angenommen), worauf dann in der folgenden positiven Halbperiode sich das Spiel wiederholt. In *Abb. 2-2* ist dieser Spannungsverlauf dargestellt. Wie man erkennt, wirkt die am Kondensator stehende Spannung der vom Transformator gelieferten positiven Spannungshalbwelle entgegen, so daß nur jeweils in dem Bereich $\varphi_2 - \varphi_1$ Strom fließen kann, in dem die Transformatorspannung überwiegt. Während der negativen Spannungshalbwellen dagegen addiert sich die Spannung am Kondensator zu der Transformatorspannung; es liegt daher in der Sperrphase eine recht beträchtliche Spannung an der Röhre.

Die von der Schaltung gelieferte Gleichspannung ist nicht konstant, sondern noch mit einer Wechselspannung geringer Amplitude überlagert, deren Frequenz gleich der Netzfrequenz ist. Man nennt dies die sogenannte Restwelligkeit, die einen störenden Einfluß

auf den angeschlossenen Verbraucher haben kann und daher nach Möglichkeit unterdrückt werden soll. Man erkennt bereits, daß die Welligkeit um so kleiner sein wird, je größer der Ladekondensator und je kleiner der entnommene Strom ist. Ferner erhält man eine wesentliche Verminderung der Welligkeit, wenn man hinter den Ladekondensator ein Filter schaltet, das aus einer Drossel (Selbstinduktion) und einem Siebkondensator besteht (Abb. 2-3). Unter der näherungsweise Annahme einer sinusförmigen Welligkeitsspannung

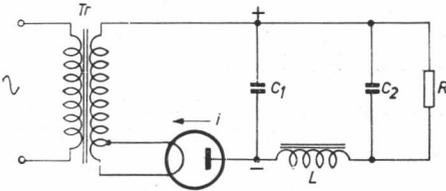


Abb. 2-3. Einphasiger Gleichrichter mit Siebfilter

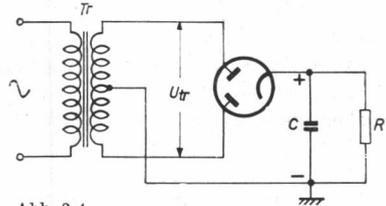


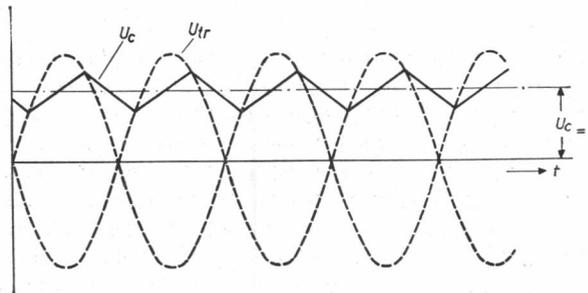
Abb. 2-4
Schaltbild eines zweiphasigen Gleichrichters

ergibt sich als Grad der Siebung das Verhältnis der Welligkeitsspannungen nach und vor dem Filter

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1}{\omega^2 \cdot L \cdot C_2 - 1} \quad (2.1)$$

Man kann nun zwei einphasige Gleichrichterröhren so schalten, daß der Ladekondensator durch beide Halbwellen aufgeladen wird. Abb. 2-4 zeigt das Prinzipschaltbild eines solchen zweiphasigen Gleichrichters, bei dem die beiden Gleichrichterröhren in gemeinsamem

Abb. 2-5. Spannungsverlauf bei einem Gleichrichter nach Abb. 2-4



Kolben vereinigt sind. Abb. 2-5 stellt den nunmehr eintretenden Spannungsverlauf am Ladekondensator dar. Die Welligkeit hat jetzt die doppelte Frequenz der Netzspannung, wodurch, wie aus Gl. (2.1) hervorgeht, eine viermal so gute Siebungsmöglichkeit durch ein Filter gleicher Bemessung gegeben ist. Außerdem ist die prozentuale Welligkeitsspannung



Abb. 2-6
Handelsübliche Ausführung
einer oft verwendeten
zweianodigen Hochvakuum-
Gleichrichterröhre
(Valvo AZ 41)

kleiner als beim einphasigen Gleichrichter, da die Entladezeiten des Kondensators wesentlich kürzer sind. Auch ist die Strombeanspruchung der Katode geringer, da sie sich auf die volle Periode verteilt. Man macht aus diesen Gründen fast ausschließlich von zweiphasigen Gleichrichterschaltungen Gebrauch, soweit es sich um Hochvakuumröhren handelt. Die handelsübliche Ausführung einer solchen zweianodigen Röhre zeigt Abb. 2-6.

Gasgefüllte Gleichrichterröhren

Ein von den Hochvakuumröhren stark abweichendes Verhalten zeigen die gasgefüllten Gleichrichterröhren, die für die industrielle Elektronik von besonderer Bedeutung sind. Sie haben eine direkt oder indirekt geheizte Oxydkatode und eine oder mehrere Anoden. Die Füllung besteht meistens aus Edelgas (Argon, Xenon oder Helium) unter niedrigem Druck, aus Quecksilberdampf oder aus einer Mischung aus beidem. Legt man an die Anode einer solchen Röhre eine positive Spannung von wenigen Volt, so fließt nur ein sehr geringer Strom, denn die aus der Katode tretenden Elektronen werden auf ihrem Weg zur Anode durch das Füllgas eher behindert. Erhöht man jedoch die Anodenspannung, so wird ein Wert erreicht, bei dem plötzlich die Zündung der Röhre einsetzt und ein starker Strom fließt, der um mehrere Größenordnungen höher sein kann als bei einer Hochvakuumröhre gleicher Dimensionierung. Dieser Effekt beruht darauf, daß beim Erreichen der Zünd-

spannung die Elektronen so hohe Geschwindigkeiten haben, daß sie die in ihrem Weg befindlichen Gasatome beim Zusammenprall ionisieren, d. h. in ein Elektron und ein positiv geladenes Ion aufspalten. Während die neu entstandenen Elektronen ihren Weg ebenfalls zur Anode nehmen und damit den Anodenstrom vergrößern, wandern die positiv geladenen Ionen in Richtung Katode. Sie bewirken eine Neutralisierung der durch die negativen Elektronen verursachten Raumladung, so daß der sich ergebende Anodenstrom erheblich größer ist als bei einer sonst gleichen, jedoch evakuierten Röhre. Wesentlich ist ferner, daß die Größe des nun fließenden Anodenstromes praktisch nur von der angelegten Anodenspannung und dem Widerstand der im Anodenstromkreis liegenden Schaltelemente abhängt. Zwischen Katode und Anode entsteht ein Spannungsabfall, die sogenannte Bogen-spannung, deren Größe von der Stärke des Anodenstromes nahezu unabhängig ist; sie hängt u. a. vielmehr von dem verwendeten Gas und seinem Druck ab. Dieser ist bei quecksilberdampfgefüllten Röhren wiederum stark temperaturabhängig, so daß die Bogen-spannung von der Betriebstemperatur beeinflußt wird. Je nach der Gasfüllung liegt die Bogen-spannung bei etwa 8...32 V, bei quecksilberdampfgefüllten Röhren ist sie häufig etwa 16 V. Demnach sind die in der Röhre auftretenden Verluste (Produkt aus Bogen-spannung und mittlerem Anodenstrom) verhältnismäßig gering und fallen prozentual um so weniger

ins Gewicht, je höher die Anodenspannung gewählt werden kann. Die Löschung der Röhre, d. h. die Unterbrechung des Stromflusses, erfolgt, wenn die an der Anode wirksame Spannung unter den Wert der Bogenspannung sinkt.

Der Aufbau der Gleichrichterschaltungen mit gasgefüllten Röhren unterscheidet sich nicht von den Schaltungen mit Hochvakuumröhren, abgesehen von dem Ladekondensator, der bei gasgefüllten Röhren entfällt. Dies ist wegen des sehr kleinen Innenwiderstandes dieser Röhren erforderlich, da andernfalls bei der Aufladung des Kondensators so hohe Ströme fließen würden, daß die Katode erstlich beschädigt werden könnte. Aus diesem Grunde ist das erste Glied eines Siebfilters hier stets eine Drossel.

Berechnung des Einphasen-Halbweg-Gleichrichters

Im folgenden sollen einige Faktoren, die für die Konstruktion von Gleichrichtern mit gasgefüllten Röhren von Bedeutung sind, näher behandelt werden. Die einfachste Schaltung ist die Einphasen-Halbweg-Gleichrichtung, die in *Abb. 2-7* dargestellt ist, aus der die mehrphasigen Gleichrichterschaltungen verhältnismäßig leicht abgeleitet werden können. Dabei wird angenommen, daß im Gleichrichterkeis eine von der Stärke des fließenden Stromes unabhängige Gegen-EMK U_0 wirksam ist, wie dies z. B. bei Ladegleichrichtern der Fall ist. Als Verbraucher ist eine rein ohmsche Last R angenommen, die den durch die Transformatorwicklung dargestellten Widerstand ebenfalls enthalten soll. Bedeutet U_z die Zündspannung der Gleichrichterröhre, so kann nur dann die Zündung erfolgen, wenn

$$\sqrt{2} \cdot U_{tr} > U_z + U_0$$

ist, d. h. wenn

$$\frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{U_z + U_0} = k > 1 \quad (2.2)$$

Zweckmäßigerweise wählt man U_{tr} so, daß k etwa den Wert 1,15 bis 1,2 annimmt, um auch bei Netzspannungsschwankungen mit Sicherheit die Zündung der Gleichrichterröhre zu erreichen. Nach erfolgter Zündung fällt die Spannung an der Röhre auf die Bogenspannung U_b ab. Offenbar ist der Momentanwert des dann fließenden Stromes

$$i = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \varphi - U_b - U_0}{R} \quad (2.3)$$

Führt man den Zündwinkel φ_z und den Löschwinkel φ_L der Gleichrichterröhre ein (*Abb. 2-8*),

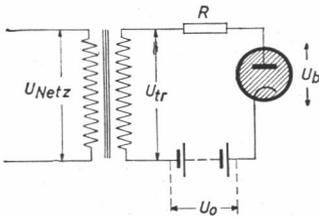


Abb. 2-7. Einfache Einphasen-Halbweggleichrichterschaltung mit gasgefüllter Gleichrichterröhre und Gegen-EMK im Gleichrichterkeis

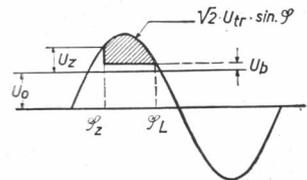


Abb. 2-8. Spannungs- und Stromverlauf im Gleichrichter nach *Abb. 2-7*

so erhält man den mittleren Anodenstrom je Phase I_o durch Integration von φ_z bis φ_L und durch Division durch die Gesamtperiode 2π :

$$I_o = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\varphi_z}^{\varphi_L} i \cdot d\varphi = \frac{1}{2\pi \cdot R} \cdot \int_{\varphi_z}^{\varphi_L} (\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \varphi - U_b - U_o) d\varphi \quad (2.4)$$

Zweckmäßigerweise führt man das Spannungsverhältnis $a = \frac{U_b + U_o}{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}$ ein, wobei stets $a < 1$ ist.

Es ergibt sich dann

$$I_o = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{2\pi \cdot R} \int_{\varphi_z}^{\varphi_L} (\sin \varphi - a) d\varphi \quad (2.5)$$

Die Integration liefert, wenn man näherungsweise (Abb. 2-8)

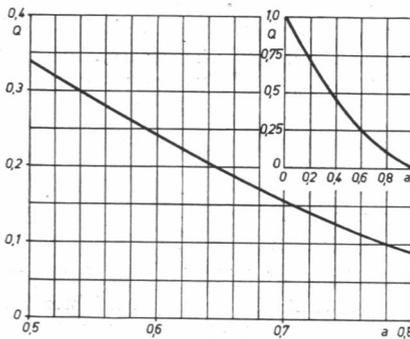


Abb. 2-9. Q als Funktion des Spannungsverhältnisses a

$$\varphi_z = \arcsin a$$

$$\varphi_L = \pi - \arcsin a \quad (2.6)$$

setzt,

$$I_o = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\pi \cdot R} (\sqrt{1 - a^2} - a \cdot \arcsin a) \quad (2.7)$$

oder

$$I_o = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\pi \cdot R} \cdot Q \quad (2.8)$$

als mittleren Strom je Phase. In Abb. 2-9 ist Q als Funktion von a dargestellt. Da der maximal zulässige mittlere Anodenstrom der Gleichrichterröhre in den technischen Daten angegeben ist, resultiert aus der Beziehung (2.8) eine Bedingung für den im Kreis vorhandenen Gesamtwiderstand, d.h. es muß

$$R \geq \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_{tr}}{I_o} \cdot Q \quad (2.9)$$

sein.

Bei der Konstruktion von Gleichrichtern müssen daher in die Anodenleitungen Widerstände R_a aufgenommen werden, die den Strom begrenzen und deren Größe nach der Beziehung (2.9) und nach Abzug der Transformator- und Verbraucherwiderstände ermittelt werden kann.

Der Maximalwert des Stromes $i = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr} (\sin \varphi - a)}{R}$ liegt offenbar bei $\varphi = 90^\circ$, so daß

$$\hat{i} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr} (1 - a)}{R} \quad (2.10)$$

und

$$\frac{\hat{i}}{I_o} = \frac{(1 - a) \cdot \pi}{Q} \quad (2.11)$$

ist. Bei der Verwendung einer Gleichrichterröhre eines bestimmten Typs ist also zu prüfen, ob der in den technischen Daten angegebene maximale Scheitelwert des Anodenstroms nach den Beziehungen (2.10) und (2.11) nicht überschritten wird.

In vielen Fällen hat die Belastung eines Gleichrichters induktiven Charakter. Vernachlässigen wir der Einfachheit halber den ohmschen Widerstand des Gleichrichterkreises, so ergibt sich das Prinzipschaltbild nach *Abb. 2-10*, und man kann die Beziehung aufstellen

$$L \cdot \frac{di}{dt} = \sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \omega t - U_o - U_b \quad (2.12)$$

Hieraus folgt für den Strom

$$i = \frac{1}{L} \cdot \int_{t_1}^t (\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \omega t - U_o - U_b) dt \quad (2.13)$$

oder

$$i = \frac{1}{\omega L} \cdot \int_{\omega t_1}^{\omega t} (\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \omega t - U_o - U_b) d\omega t \quad (2.14)$$

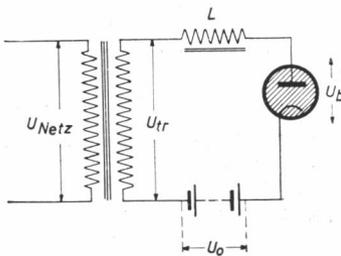


Abb. 2-10. Gleichrichterschaltung mit induktiver Belastung

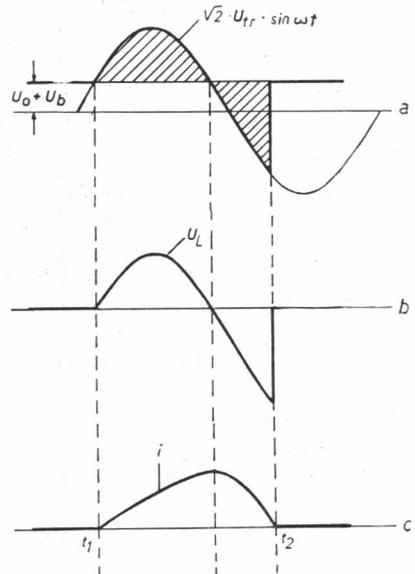


Abb. 2-11. Spannungs- und Stromverlauf zur Schaltung nach *Abb. 2-10*

Zunächst erkennt man aus Gl. (2.12), daß das Maximum des Stromes, für das ja $\frac{di}{dt} = 0$ sein muß, zu dem Zeitpunkt erreicht wird, an dem $\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \omega t = U_o + U_b$ ist. Dies bedeutet also, daß Strom und Spannung gegeneinander in der Phase verschoben sind, wie es *Abb. 2-11* zeigt. Ferner ergibt sich aus Gl. (2.14), daß $i = 0$ wird, wenn das Integral

verschwindet, d.h. wenn die beiden schraffierten Flächen ober- und unterhalb der Horizontalen $U_o + U_b$ inhaltsgleich sind. In *Abb. 2-11* zeigt die Kurve b die an der Selbstinduktion auftretende Spannung U_L , während c den fließenden Anodenstrom darstellt. Wie man sieht, dauert der Stromfluß noch eine Weile an, wenn die angelegte Wechselspannung bereits die Linie $U_o + U_b$ gekreuzt hat und negativ geworden ist. Dies scheint auf den ersten Blick verwunderlich, da bekanntlich die Röhre löscht, sobald die Anodenspannung unter den Wert der Bogenspannung sinkt. Die Induktivität hat jedoch das Bestreben, den Strom aufrechtzuerhalten, und sie erzeugt eine Spannung von solcher Größe, daß die Anode der Röhre um den Wert der Bogenspannung positiver bleibt als die Katode. Dieser Zustand hält so lange an, bis sich die in der Induktivität gespeicherte Energie entladen hat, worauf die Spannung zusammenbricht, die Röhre löscht und damit auch der Stromfluß beendet wird. Dies findet, wie gesagt, zu derjenigen Zeit t_2 statt, zu der die beiden schraffierten Flächen nach *Abb. 2-11* inhaltsgleich sind. Ist jedoch ein ohmscher Widerstand R in dem Stromkreis enthalten (dies ist in der Praxis immer der Fall), so findet die Beendigung des Stromflusses zu einem früheren Zeitpunkt statt. Die sich ergebende Differenz der beiden Flächeninhalte ist sodann dem durch den fließenden Strom hervorgerufenen Spannungsabfall an R proportional.

Die Umformung der Gl. (2.14) ergibt

$$i = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\omega L} \cdot \int_{\omega t_1}^{\omega t} (\sin \omega t - a) d\omega t \quad (2.15)$$

woraus folgt

$$i = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\omega L} [\cos \omega t_1 - \cos \omega t - a(\omega t - \omega t_1)] \quad (2.16)$$

Berücksichtigt man, daß $\omega t_1 = \arcsin a$ ist, und führt man den Stromflußwinkel $\tau = \omega t - \omega t_1$ ein, so wird

$$i = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\omega L} [\sqrt{1-a^2}(1 - \cos \tau) + a \cdot \sin \tau - a \cdot \tau] \quad (2.17)$$

Offenbar wird durch das Einschalten der Induktivität die Brennzeit der Gleichrichterröhre wesentlich verlängert. Dies erkennt man bereits, wenn man durch Nullsetzen von Gl. (2.12) den Winkel ermittelt, für den der Strom ein Maximum wird; es ergibt sich

$$\omega t_{(i = \max)} = \pi - \arcsin a \quad (2.18)$$

d.h., der Strom hat seinen Maximalwert dort, wo er bei ohmscher Belastung des Gleichrichterkreises bereits wieder zu Null wird. Die tatsächliche Brennzeit τ ergibt sich durch Nullsetzen der Gl. (2.17); sie stellt eine Funktion der Größe a dar (*Abb. 2-12*).

Der Maximalwert des Stromes läßt sich aus Gl. (2.16) ermitteln; es ist

$$\hat{i} = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\omega L} (\sqrt{1-a^2} - a \cdot \arccos a) = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\omega L} \cdot Q \quad (2.19)$$

Weiterhin kann der mittlere Anodenstrom I_o aus Gl. (2.14) berechnet werden; es ergibt sich

$$I_o = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\pi \omega L} \cdot Q' \quad (2.20)$$

worin Q' wieder eine Funktion von a und in Abb. 2-13 dargestellt ist.

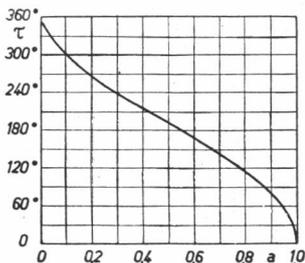


Abb. 2-12. Stromflußwinkel τ als Funktion von a

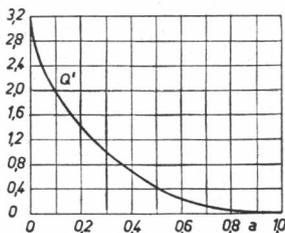


Abb. 2-13. Q' als Funktion von a

Mehrphasige Gleichrichterschaltungen, Phasenfaktor

Von besonderer Bedeutung ist die Frage, welche mittlere Gleichspannung U_o aus einem m -phasigen Gleichrichter gewonnen werden kann, wenn die effektive Transformatorspannung je Phase U_{tr} beträgt. Wie aus Abb. 2-14 ersichtlich ist, trägt, da die m Phasen

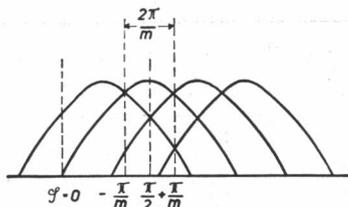
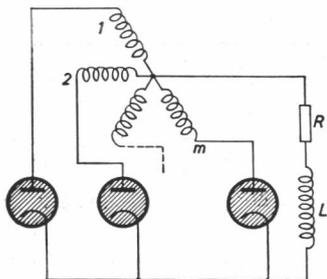


Abb. 2-14. Spannungsverlauf bei einem m -phasigen Gleichrichter

gleichwertig sind, jede Phase während des Zeitintervalls $\frac{2\pi}{m}$ zu der Ausgangsspannung bei.

Unter dieser Voraussetzung kann man schreiben

$$U_o = \frac{m}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}} \sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \varphi \cdot d\varphi \quad (2.21)$$

wobei über das Intervall $\frac{2\pi}{m}$ integriert und der Mittelwert gebildet wird. Es ergibt sich nach Ausrechnung

$$U_o = \sqrt{2} \frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot U_{tr} = M \cdot U_{tr} \quad (2.22)$$

Den Ausdruck

$$M = \sqrt{2} \frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \quad (2.23)$$

bezeichnet man als Phasenfaktor. In *Tab. 2-1* sind die Werte für M für verschiedene m angegeben.

m	2	3	4	6	12	18	...	∞
M	0,900	1,170	1,273	1,350	1,398	1,407		$\sqrt{2}$
$\frac{1}{M}$	1,111	0,855	0,786	0,741	0,715	0,711		0,707

Tab. 2-1. Phasenfaktoren von mehrphasigen Gleichrichterschaltungen

Hierbei sind allerdings die Spannungsverluste, die in der Transformatorwicklung und an den Gleichrichterröhren auftreten, vernachlässigt worden.

Die gebräuchlichsten Gleichrichterschaltungen sind in *Abb. 2-15* dargestellt. *Tab. 2-2* enthält die für diese Schaltungen wichtigen Relationen zwischen den Röhrendaten und den jeweils gelieferten Ausgangsspannungen und -strömen, die zur überschlägigen Berechnung dienen können.

Hierbei ist U_{tr} die Transformatorspannung (Effektivwert) je Phase, und I_a der mittlere Strom je Anode. *Tab. 2-2* gibt die theoretischen Werte unter Vernachlässigung wechsel-

Schaltg. Nr.	Gleichrichterschaltung	Gelieferte mittlere Gleichspannung U_o	Gelieferter mittlerer Gleichstrom I_o	Sperrspannung je Röhre (Scheitel) U_{sp}
1	Zwei-Phasen-Halbweg	$0,318 \cdot U_{sp}$	$2 \cdot I_a$	$2,828 \cdot U_{tr}$
		$0,900 \cdot U_{tr}$		$3,142 \cdot U_o$
2	Zwei-Phasen-Vollweg	$0,636 \cdot U_{sp}$	$2 \cdot I_a$	$1,414 \cdot U_{tr}$
		$0,900 \cdot U_{tr}$		$1,571 \cdot U_o$
3	Drei-Phasen-Halbweg	$0,478 \cdot U_{sp}$	$3 \cdot I_a$	$2,450 \cdot U_{tr}$
		$1,170 \cdot U_{tr}$		$2,094 \cdot U_o$
4	Drei-Phasen-Vollweg	$0,956 \cdot U_{sp}$	$3 \cdot I_a$	$2,450 \cdot U_{tr}$
		$2,340 \cdot U_{tr}$		$1,047 \cdot U_o$
5	Drei-Phasen-Doppel-Y-Halbweg	$0,478 \cdot U_{sp}$	$6 \cdot I_a$	$2,450 \cdot U_{tr}$
		$1,170 \cdot U_{tr}$		$2,094 \cdot U_o$
6	Vier-Phasen-Halbweg	$0,450 \cdot U_{sp}$	$4 \cdot I_a$	$2,828 \cdot U_{tr}$
		$1,273 \cdot U_{tr}$		$2,221 \cdot U_o$
7	Sechs-Phasen-Halbweg	$0,478 \cdot U_{sp}$	$6 \cdot I_a$	$2,828 \cdot U_{tr}$
		$1,350 \cdot U_{tr}$		$2,094 \cdot U_o$

Tab. 2-2. Relationen zwischen den Röhrendaten und den jeweils gelieferten Ausgangsspannungen und -strömen der gebräuchlichsten Gleichrichterschaltungen (*Abb. 2-15*)

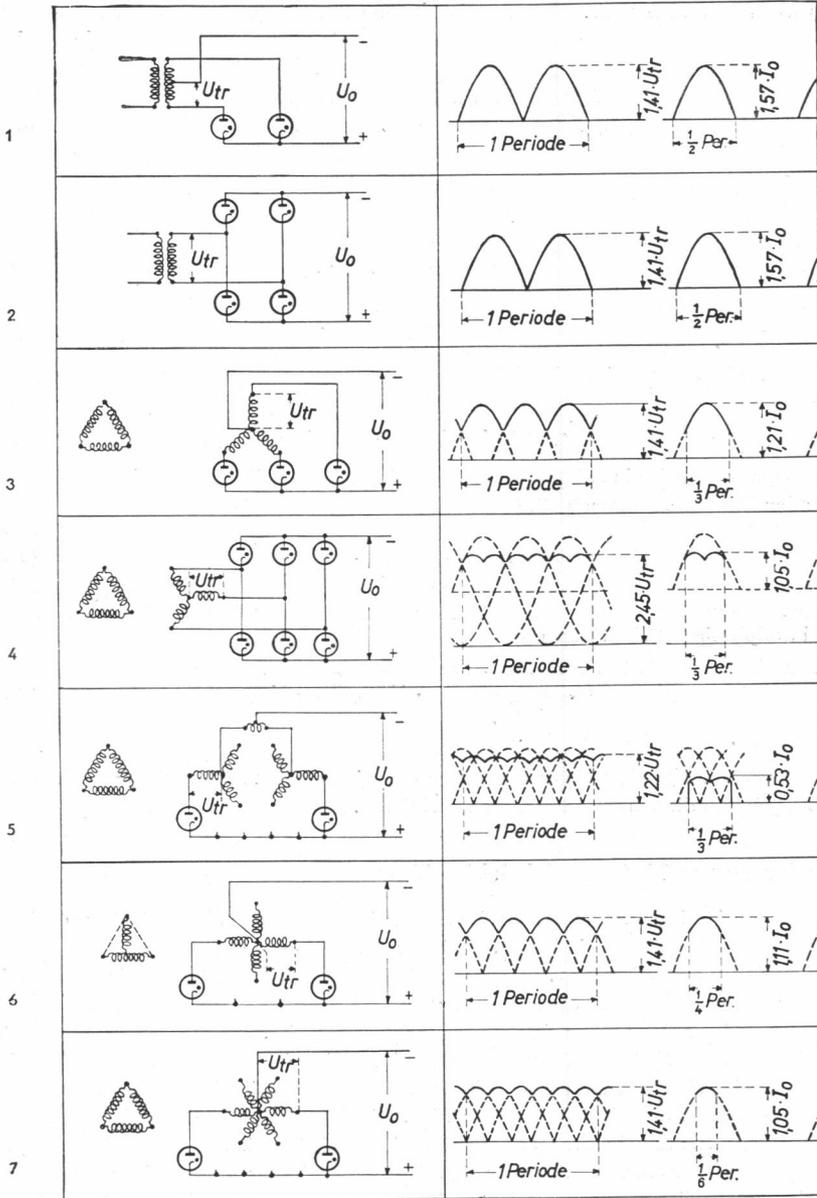


Abb. 2-15. Gebräuchliche Gleichrichterschaltungen

stromseitiger Reaktanzen an; in der Praxis müssen noch die Spannungsverluste am Transformator und an den Röhren berücksichtigt werden. Ferner entsteht noch ein gewisser Spannungsverlust während der Kommutierungszeit, d. h. der Zeit des Stromübergangs von einer Röhre auf die nächstfolgende. Im allgemeinen ist, roh gerechnet, der durch diese Faktoren hervorgerufene Spannungsverlust etwa 10 bis 15% der Gleichspannung unter voller Belastung.

Sperrspannung

Bei geraden Phasenzahlen m kann der Höchstwert der Sperrspannung je Ventil nach der Formel

$$U_{sp} = 2\sqrt{2} \cdot U_{tr} = 2,828 \cdot U_{tr} \quad (2.24)$$

berechnet werden. Für dreiphasige Schaltungen ist dagegen

$$U_{sp} = \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{tr} = 2,450 \cdot U_{tr} \quad (2.25)$$

Die Sperrspannung wird in Abhängigkeit von der mittleren gelieferten Gleichspannung U_o bei geraden Phasenzahlen nach Gl. (2.22)

$$U_{sp} = \frac{2}{\frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m}} \cdot U_o \quad (2.26)$$

und bei dreiphasigen Schaltungen

$$U_{sp} = \frac{\sqrt{3}}{\frac{3}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \cdot U_o = \frac{2}{3} \pi \cdot U_o \quad (2.27)$$

Bei Graetz-Schaltungen hat die Sperrspannung nur jeweils den halben Wert; die Gl. (2.26) und (2.27) sind in diesem Fall durch 2 zu dividieren.

Lebensdauer gasgefüllter Gleichrichterröhren

Gasgefüllte Gleichrichterröhren halten im allgemeinen sehr lange. Zwei Faktoren, die die Lebensdauer maßgeblich beeinflussen, sind das Bombardement positiver Ionen auf die Katode und die Gasaufzehrung. Die Bestandteile des Röhrensystems neigen dazu, im Laufe der Lebensdauer Gas aufzunehmen; in Gleichrichterschaltungen z. B. erhält die Anode während der Sperrphase ein hohes negatives Potential, so daß Gasionen mit großer Geschwindigkeit auf sie auftreffen und zum Teil in sie eindringen können. Infolge des hierdurch allmählich sinkenden Gasdrucks in der Röhre ändern sich ihre elektrischen Werte schließlich so stark, daß sie unbrauchbar wird. Die Gasaufzehrung spielt jedoch nur bei edelgasgefüllten Röhren eine Rolle, da Röhren mit Quecksilberdampfzuführung einen Tropfen flüssiges Quecksilber enthalten, der für ständige Nachlieferung sorgt — einer der Gründe, warum in industriellen Geräten quecksilberdampfgefüllte Röhren meistens bevorzugt werden. Das Ionenbombardement auf die Katode findet in stromführendem Zustand der Röhre statt und ist um so stärker, je größer der Anodenstrom und damit die Ionisation des Füll-

gases ist. Da die Katode durch das andauernde starke Aufprallen der Ionen schließlich zerstört wird, dürfen im Interesse einer langen Lebensdauer die vom Röhrenhersteller angegebenen Werte des höchstzulässigen mittleren Anodenstroms oder des Spitzenstroms keinesfalls überschritten werden. Durch konstruktive Maßnahmen innerhalb der Röhre, insbesondere durch eine gute Abschirmung der Katode, hat man dafür gesorgt, daß unter normalen Betriebsbedingungen das Ionenbombardement nur gering ist. So erreicht z.B.

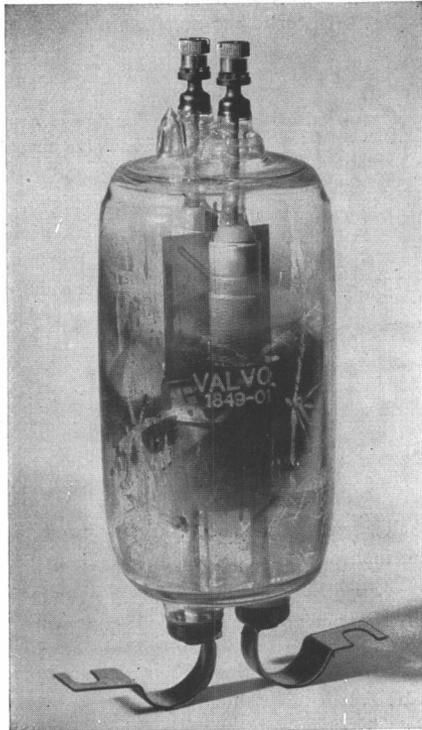


Abb. 2-18. Zweianodige Hochstromgleichrichterröhre mit Gasfüllung (Valvo 1849)

die in *Abb. 2-18* dargestellte zweianodige Gleichrichterröhre für 25 A mittleren Anodenstrom eine durchschnittliche Lebensdauer von 20000 bis 30000 Stunden.

Wenn quecksilberdampfgefüllte Gleichrichterröhren längere Zeit unbenutzt gelagert oder starken Erschütterungen (z.B. beim Transport) ausgesetzt gewesen sind, so kann es vorkommen, daß sich etwas von dem in der Röhre enthaltenen flüssigen Quecksilber auf der Anode oder anderen Teilen des Röhrensystems festgesetzt hat. Wenn die Röhren in diesem Zustand sofort in Betrieb genommen werden, kann die Gefahr von Rückzündungen,

d.h. des Stromdurchganges in umgekehrter Richtung während der Sperrphase auftreten. Um dies zu vermeiden, empfiehlt es sich, bei der erstmaligen Inbetriebnahme der Röhren die Katode längere Zeit vorzuheizen, ohne dabei die Anodenspannung einzuschalten, bis alles Quecksilber aus dem Elektrodensystem verdampft ist und sich in dem unteren, kälteren Teil der Röhre gesammelt hat. Im allgemeinen werden von den Röhrenherstellern ähnlich lautende Einbauanweisungen mitgeliefert, die sorgfältig beachtet werden sollten, um die Gefahr der Zerstörung einer fabrikneuen Röhre zu vermeiden.

Abb. 2-16 zeigt ein Bild aus der Fertigung gasgefüllter Gleichrichterröhren, und zwar das Pumpen von Hochstrom-Gleichrichterkolben auf festem Pumpstand.

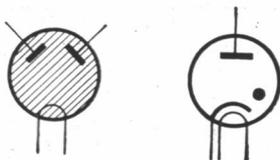


Abb. 2-17

Schaltungssymbole einer zweianodigen, direkt geheizten und einer einanodigen, indirekt geheizten gasgefüllten Gleichrichterröhre

In Abb. 2-17 sind die Schaltungssymbole einer zweianodigen, direkt geheizten und einer einanodigen, indirekt geheizten gasgefüllten Gleichrichterröhre dargestellt. Die Gasfüllung wird durch Schraffierung des Symbols oder auch durch einen Punkt neben der Katode angedeutet.

3. Thyatronröhren

Eine Thyatronröhre, auch Stromtor genannt, ist eine gasgefüllte Entladungsröhre, die eine Glühkatode, ein oder mehrere Gitter und eine Anode enthält. Die Wirkung des Gitters unterscheidet das Thyatron wesentlich von den im Teil I.2 behandelten gasgefüllten Gleichrichterröhren und macht es zu einem der wichtigsten Bauelemente in elektronischen Geräten der Industrie. Um die Funktion dieser Röhrenart näher zu untersuchen, denken wir uns an das Gitter eines Thyatrons eine negative Gleichspannung gewisser Größe und an die Anode über einen Widerstand eine positive Gleichspannung gelegt (Abb. 3-1). Es zeigt sich dann, daß praktisch kein Strom fließt und die Röhre gesperrt bleibt, obwohl die Anodenspannung mehrere hundert Volt betragen mag. Ver-

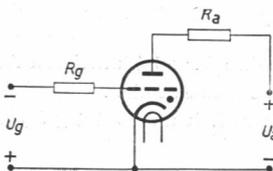


Abb. 3-1. Schaltung zur Ermittlung der kritischen Steuerlinie

kleinert man nunmehr die negative Gitterspannung allmählich, so erreicht man schließlich einen Wert, bei dem plötzlich die Zündung eintritt und ein starker Anodenstrom fließt, dessen Größe von dem Wert des Anodenwiderstandes und der Höhe der angelegten Anodenspannung abhängt. Die Röhre verhält sich nunmehr so wie eine gasgefüllte Gleichrichterröhre ohne Gitter.



Abb. 2-16. Hochstrom-Gleichrichterröhren auf dem Pumpstand (Werkbild: Deutsche Philips GmbH)

Kritische Steuerkennlinie

Zu jedem Wert der positiven Anodenspannung gehört ein bestimmter Wert der negativen Gitterspannung, bei dem man, aus dem Bereich noch negativerer Gitterspannungen kommend, die Zündung der Röhre erhält. Den Zusammenhang, der zwischen den zur Zündung der Röhre erforderlichen Anoden- und Gitterspannungen besteht, stellt man im allgemeinen grafisch dar und erhält dann die sogenannte kritische Steuerkennlinie. Es gibt Röhren mit negativer, positiver und Übergangsteuerkennlinie, je nachdem, ob die zur Zündung erforderlichen Gitterspannungen im negativen, positiven oder im Übergangsbereich liegen. Abb. 3-2 zeigt die drei Möglichkeiten für Röhren mit Quecksilberdampfzuführung. In dem Bereich links einer jeden Kennlinie bleibt die Röhre gelöscht, in dem rechts davon zündet sie.

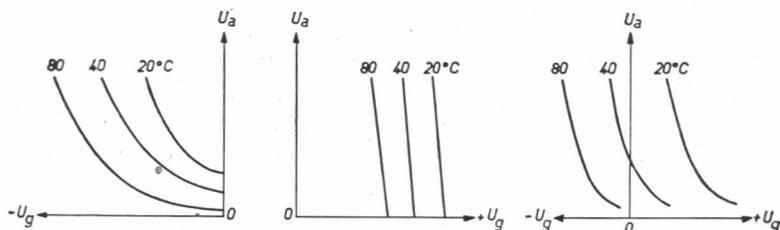


Abb. 3-2. Negative, positive und Übergangsteuerkennlinien von quecksilberdampfgefüllten Thyatronen

Es ist jedoch zu beachten, daß eine gezündete Röhre durch Vergrößern der negativen Gitterspannung nicht wieder gelöscht werden kann – im Gegensatz zu den Hochvakuumröhren, bei denen der Anodenstrom jederzeit durch das negative Gitter kontrolliert wird. Eine das Gitter einhüllende Wolke positiver Ionen bewirkt nämlich, daß es seine Steuerfähigkeit verliert; der Entladungsvorgang kann nun nicht mehr beeinflußt werden. Der Anodenstrom fließt vielmehr so lange, bis die Spannung zwischen Anode und Katode unter einen bestimmten Wert, nämlich die Bogenspannung, gesunken ist¹⁾.

Nach dem Löschen darf die Anodenspannung ihren vollen Wert erst nach einer bestimmten, allerdings kurzen Zeitspanne erreichen, wenn die Röhre gelöscht bleiben soll. Dies ist die Entionisierungszeit, also die Zeit, die das Gitter zur Rückgewinnung der Kontrolle über die Röhre erfordert; sie wird in Mikrosekunden gemessen und von dem Augenblick an gerechnet, in dem der Anodenstrom zu fließen aufhört. Da die Entionisierungszeit von der Intensität der Ionisation abhängig ist und diese wiederum durch die Anodenstromstärke bedingt ist, wird sie auf den höchstzulässigen Mittelwert des Anodenstroms sowie auf die Temperatur von 40 °C des kondensierten Quecksilbers bezogen. Sie wird kürzer, wenn der Mittelwert des Anodenstroms abnimmt oder die Quecksilbertemperatur sinkt.

¹⁾ Dies gilt nicht für die sogenannten Gastrioden, die z. B. zur Erzeugung von Kippspannungen Verwendung finden. Bei diesen Röhren kann im Gegenteil sehr wohl der Entladungsvorgang durch Vergrößern des negativen Gitterstroms abgebrochen werden. Physikalisch bedeutet dies, daß die das Gitter abschirmende Ionenwolke von ihm absorbiert wird. Dieser Effekt läßt sich in der Praxis durch Erhöhung der negativen Spannung oder Verkleinerung des im Gitterkreis liegenden Widerstands erreichen.

Integrationszeit

Der höchstzulässige Mittelwert des Anodenstroms ist die dem Gleichstrom äquivalente Stromstärke, die ständig von der Röhre geliefert werden kann. Da die Strombelastung von Thyratrons im allgemeinen nicht kontinuierlich, sondern in Impulsen auftritt, gibt man in ihren Kennwerten sowohl den höchstzulässigen Scheitelwert als auch den höchstzulässigen Mittelwert des Anodenstroms an. Der höchstzulässige Scheitelwert des Anodenstroms ist diejenige Anodenstromstärke, die kurzzeitig auftreten kann, ohne die Anode zu überhitzen oder die Katode durch das allzu intensive Ionenbombardement zu zerstören. Gewöhnlich werden zwei Werte angeführt, einer für den Anodenstrom, dessen Frequenz höher ist als 25 Hz, und einer für den Anodenstrom bei einer Frequenz von weniger als 25 Hz. Da bei niedrigen Frequenzen die Zeitdauer eines Stromimpulses zunimmt, demzufolge mehr Hitze entwickelt und außerdem die Katode mit einer größeren Anzahl von Ionen bombardiert wird, ist der höchstzulässige Stromwert in diesem Falle kleiner.

Der höchstzulässige Mittelwert des Anodenstroms ist maßgebend für die Röhrenbelastung; tritt sie in Impulsen auf, so muß die mittlere Strombelastung über die in den Kennwerten angegebene Integrationszeitdauer berechnet werden. Wird z.B. in den Röhrenkennwerten für den Anodenstrom ein höchster Mittelwert von 3 A und ein Scheitelwert von 20 A sowie eine Integrationszeitdauer von 10 s angegeben, so bedeutet dies, daß die Röhre alle 10 s beispielsweise entweder einen Strom von höchstens 20 A und 1,5 s Dauer oder einen Strom von 10 A und 3 s Dauer oder auch einen Strom von 3 A und 10 s Dauer zu liefern vermag. Es darf also das Produkt $I_m t_0 = 30 \text{ As}$ nicht überschritten werden. Allgemein ausgedrückt, muß stets

$$\int_i^{i+t_0} i \cdot dt \leq I_m \cdot t_0 \quad (3.1)$$

sein, mit der Nebenbedingung, daß der Anodenstrom i ferner nie den höchstzulässigen Scheitelwert überschreitet.

Einfluß der Gasfüllung

Wie bereits erwähnt worden ist, haben Röhren mit verschiedenen Gasfüllungen auch verschiedene Eigenschaften. So ist die Steuerkennlinie des mit Quecksilberdampf gefüllten Thyratrons temperaturabhängig; sie verschiebt sich mit wachsender Temperatur in Richtung zunehmender negativer Gitterspannung (Abb. 3-2). Die Entionisierungszeit ist ziemlich hoch (etwa 1000 μs), so daß diese Röhrenart nur für Schaltungen verwendet werden kann, die bei niedrigen Frequenzen arbeiten (bis etwa 500 Hz). Die Röhren müssen senkrecht, mit dem Sockel nach unten gerichtet betrieben werden, damit das flüssige Quecksilber am Boden der Röhre ist. Auch muß beim Inbetriebsetzen gewartet werden, bis durch die Katodenheizung genügend Quecksilber verdampft ist; diese Verzögerung kann mehrere Minuten dauern. Die Vorteile der Röhrenart jedoch sind die größere Sicherheit gegen Rückzündung und die höhere Brenndauer.

Füllt man das Thyatron an Stelle von Quecksilberdampf mit einem Edelgas (Argon, Helium, Krypton, Neon oder Xenon), so ist – weil sich der Gasdruck mit der Temperatur innerhalb der in Frage kommenden Grenzen kaum ändert – auch die Steuerkennlinie

praktisch temperaturunabhängig. Da sich die Lebensdauer eines edelgasgefüllten Thyratrons stark verkürzt, wenn die Menge des Edelgases, die während der Betriebszeit der Röhre allmählich absorbiert wird, einen Abfall des Gasdrucks unterhalb eines bestimmten Wertes bewirkt, ist man bestrebt, eine genügende Gasmenge in der Röhre unterzubringen. Dies kann man durch Steigern des Gasdrucks oder durch Vergrößern der Kolbenabmessungen erreichen. Aus praktischen Gründen wird man die erste Möglichkeit wählen; jedoch sinkt bei Erhöhung des Gasdrucks die höchstzulässige Anodensperrspannung. In der Praxis ist daher die größte Sperrspannung bei edelgasgefüllten Thyratrons mit normaler Lebensdauer und üblichen Abmessungen etwa 1300 V. Quecksilberdampfgefüllte Thyratrons dagegen können für wesentlich höhere Anodensperrspannungen (bis zu etwa 20 kV) gebaut werden. Edelgasgefüllte Röhren haben sehr kurze Entionisierungszeiten (bis zu einigen Mikrosekunden), so daß sie auch für Schaltungen geeignet sind, die mit sehr hohen Frequenzen (bis zu 150 kHz) arbeiten. Diese Röhren können in jeder Lage betrieben werden.

Thyatronröhren mit Schirmgitter

Außer Röhren mit einem Gitter (Trioden) werden auch solche mit zwei Gittern (Tetroden) hergestellt. Die Vorteile der Tetroden sind: niedriger Steuergitterstrom, kleine Kapazität zwischen Anode und Steuergitter und die Verschiebungsmöglichkeit der Steuerkennlinie durch Veränderung der Schirmgitterspannung. Durch die Einführung des Schirmgitters wird der zum Steuergitter fließende Strom stark verkleinert — er liegt in der Größenordnung von einigen Mikroampere —, während die Röhre sich in nicht leitendem Zustand befindet. Dies ist z. B. für Schaltungen wichtig, bei denen ein hoher Widerstand im Gitterkreis liegt. Tritt bei der Röhre ein größerer Gitterstrom auf, so kann an dem hohen Widerstand ein beträchtlicher Spannungsabfall zustande kommen, der den Zündensatzpunkt verschiebt und damit das ordnungsgemäße Arbeiten der Gesamtanlage gefährdet. Man wird also in diesem Fall einer Tetrode den Vorzug geben.

Wegen der kleinen Kapazität zwischen Anode und Steuergitter ist bei der Tetrode die Abhängigkeit des Eingangskreises vom Ausgangskreis nur gering und die Gefahr der ungewollten Zündung in bestimmten Schaltungsanordnungen beseitigt. Es gibt nämlich Schaltungen, bei denen das Thyatron gezündet wird, wenn ein Impuls über einen Transformator an das Gitter der Röhre gelangt. Falls eine Triode mit einer hohen Gitter-Anodenkapazität C_{ga} in dieser Schaltung verwendet werden würde, könnte es bei kritischer Einstellung geschehen, daß ein zufällig im Anodenkreis auftretender Impuls über C_{ga} eine ungewollte Zündung der Röhre herbeiführt. In einer solchen Schaltung ist daher ebenfalls eine Tetrode zu bevorzugen.

Der dritte Vorteil der Tetrode besteht in der Möglichkeit, die Steuerkennlinie innerhalb eines gewissen Bereiches zu verschieben. Dies geschieht durch Änderung der Schirmgitterspannung U_{g2} , wie es in Abb. 3-3 dargestellt ist. Von dieser Möglichkeit wird man z. B. Gebrauch machen, um in kritischen Schaltungsanordnungen zwei Röhren mit geringen Unter-

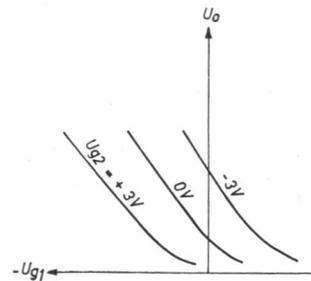


Abb. 3-3
Steuerkennlinien einer Tetrode

schieden in der Charakteristik einander anzugleichen. Ferner können leichte, nach längerer Betriebszeit eingetretene Änderungen der Steuerkennlinie einer Röhre durch Nachregulieren der Schirmgitterspannung ausgeglichen werden. Schließlich kann in Spezialschaltungen das Schirmgitter als zusätzliches Steuerorgan zur Einleitung der Zündung benutzt werden.

Rückzündung

Bei Thyratrons wird in den zugehörigen Kennwerten stets die höchstzulässige positive Anodenspannung angegeben. Dieser Wert darf im Betrieb nicht überschritten werden, denn oberhalb davon findet trotz genügend großer negativer Gitterspannung eine spontane Zündung der Röhre statt, die bei längerer Dauer infolge des starken Ionenbombardements der Katode zur Zerstörung der Röhre führen kann. Ebenso ist die in den Kennwerten angegebene höchste Sperrspannung (Anode negativ gegenüber der Katode) zu beachten. Wird sie überschritten, so kann ein Strom in umgekehrter Richtung durch die Röhre fließen (Rückzündung). Der Einsatz der Rückzündung hängt unter anderem von der Stärke der Ionisation, und diese wiederum von der Frequenz des Anodenstroms ab, weshalb die höchstzulässige Sperrspannung bei Betrieb mit Hochfrequenz niedriger ist. Bei Röhren mit Quecksilberdampffüllung besteht außerdem noch eine Temperaturabhängigkeit der Sperrspannung, denn sie wird von dem inneren Gasdruck und dieser wiederum von der Temperatur beeinflusst; mit wachsender Temperatur nimmt die Sperrspannung rasch ab.

Konstruktionsmerkmale

Im Vergleich zu Hochvakuumröhren zeigen die Thyratrons gewisse konstruktive Abweichungen. Es soll hierauf im folgenden näher eingegangen werden. *Abb. 3-4* läßt den Innenaufbau eines Thyratrons erkennen. Der Kolben besteht aus starkwandigem Glas, damit er den in industriellen Anlagen häufig vorkommenden rauen

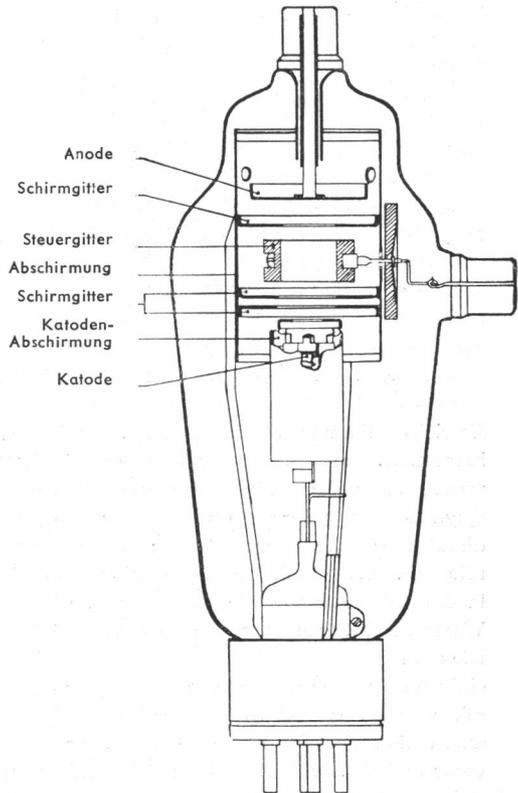


Abb. 3-4. Innenaufbau einer Tetrode in schematischer Darstellung

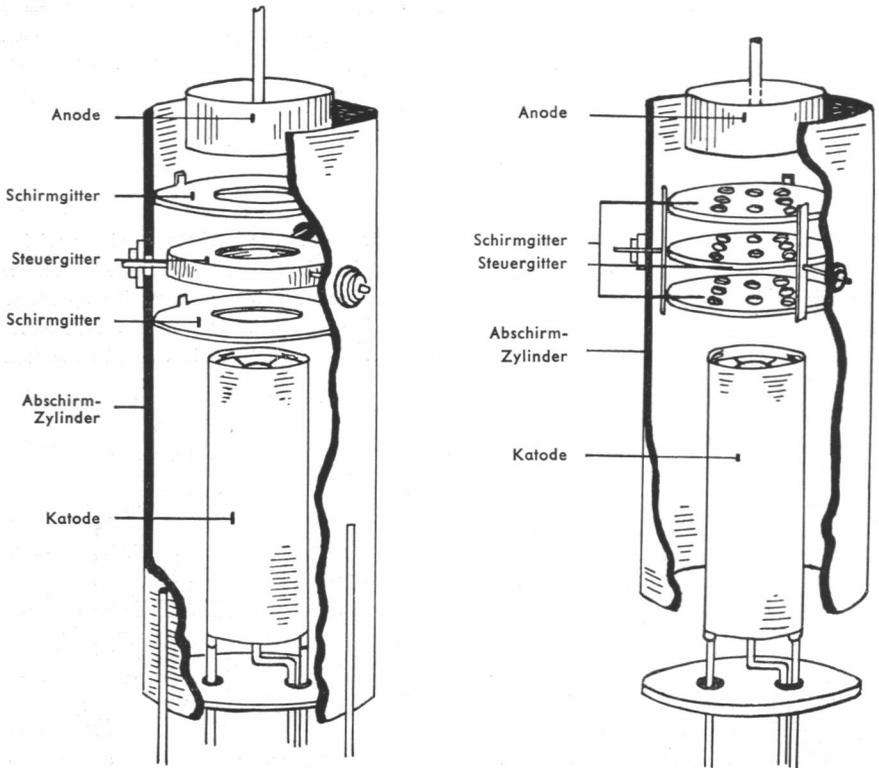


Abb. 3-5. Systemaufbau von Röhren mit negativer (links) und positiver (rechts) Steuerkennlinie

Betriebsbedingungen gewachsen ist. Die Anode ist, wie üblich, aus Metall oder Graphit hergestellt. Die Formgebung muß so gewählt werden, daß eine gute Wärmeabführung — zwecks Vermeidung von Sekundäremission — gewährleistet ist. Die Katode ist mit einer Oxydbedeckung versehen und vermag einen hohen Emissionsstrom zu liefern. Sie kann direkt oder indirekt geheizt sein; ihr Aufbau weicht von der Katode einer Hochvakuumröhre ab. Da die Elektronenbahnen in gasgefüllten Röhren nicht unbedingt geradlinig verlaufen müssen, kann die Katode z.B. gewandelt werden; dies vermindert die durch Wärmeableitung entstehenden Verluste beträchtlich.

Die zum Anheizen benötigte Zeit schwankt je nach Art und Größe der Katode zwischen einigen Sekunden und mehreren Minuten; dabei ist noch zu berücksichtigen, daß Röhren mit Quecksilberdampfzuführung erst dann in Betrieb genommen werden können, wenn durch die Heizung genügend Quecksilber zum Erzielen des erforderlichen Dampfdruckes verdampft ist. Während dieser Zeit darf also noch keine Belastung im Anodenkreis der Röhre auftreten.

Das Steuergitter hat im allgemeinen eine ring- oder siebähnliche Form und besteht aus Graphit oder Metall. Thyratrons mit negativer Steuercharakteristik haben ein ringförmiges

Steuergitter mit einer ziemlich weiten Öffnung. Röhren mit positiver Zündkennlinie enthalten dagegen meistens ein System von siebartig durchlöchernten Metallplatten als Gitter (Abb. 3-5). Es ist einleuchtend, daß durch die so erzielte größere Abschirmwirkung die Zündung erst bei positiven Werten der Gitterspannung erfolgen kann. Wie bereits erwähnt wurde, gibt es Röhren, bei denen außer dem Steuergitter noch ein Schirmgitter vorgesehen ist, das in Gestalt von siebartig durchlöchernten Platten das Steuergitter von beiden Seiten abschirmt. Es hat die Aufgabe, den während des Betriebes fließenden Strom über das Steuergitter möglichst klein zu halten; dies ist, wie gesagt, für manche Anwendungszwecke von Vorteil. Die in Abb. 3-4 veranschaulichte Röhre ist mit solch einem Schirmgitter ausgerüstet. Um einen Eindruck von der praktischen Ausföhrung zu vermitteln, ist in Abb. 3-6 ein Thyatron für einen mittleren Anodenstrom von 6,4 Ampere dargestellt.

Horizontalsteuerung

In den weitaus meisten Fällen der Verwendung von Thyatronen werden diese als Gleichrichter-ventil geschaltet und mit Wechselspannung betrieben. An ihrer Anode liegt also eine entsprechend der Sinusfunktion veränderliche Spannung, wie dies in Abb. 3-7 gezeigt ist. Offenbar wird nun der zeitliche Zündeneinsatz der Röhre je nach der Größe der angelegten negativen Gittergleichspannung beeinflusst. In dem dargestellten Fall zündet die Röhre bei $U_g = 0 V$ (d) mit nur geringer Verzögerung (d'), die jedoch wesentlich zunimmt, wenn die Gitterspannung größere Werte annimmt (c, b). Liest man für jeden Anodenspannungswert der Sinuskurve den zugehörigen Gitterspannungswert ab und stellt diese Werte als Funktion der Zeit dar, so erhält man die Zündkennlinie der Röhre (Abb. 3-8, gestrichelte Kurve). Die Zündkenn-

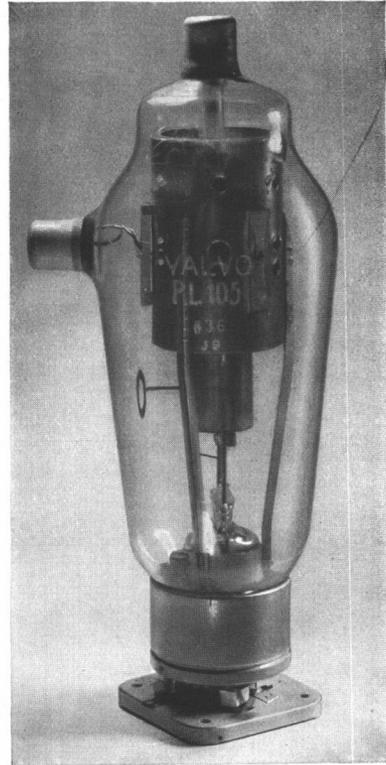


Abb. 3-6. Handelsübliches Thyatron (Tetrode Valvo PL 105)

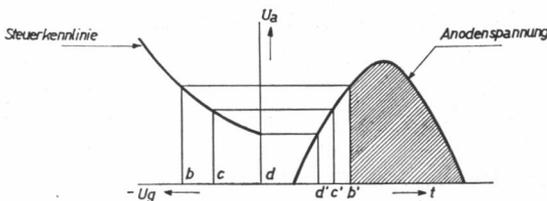


Abb. 3-7. Zündverzögerung durch negative Gittervorspannung

linie stellt den verzögerten Zündensatz der Röhre als Folge einer negativen Gittergleichspannung noch anschaulicher dar. Die die Spannung U_{g1} symbolisierende Gerade schneidet die Zündkennlinie im Punkte A, so daß also die Zündung zu diesem

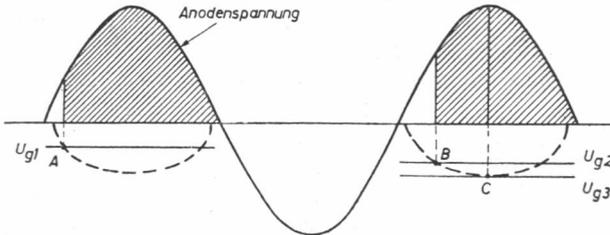


Abb. 3-8. Zündverzögerung durch negative Gleichspannungen bis 90°

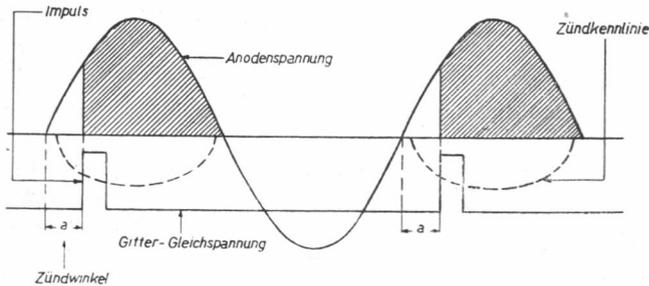


Abb. 3-9. Horizontalsteuerung mit phasenverschobenen Impulsen

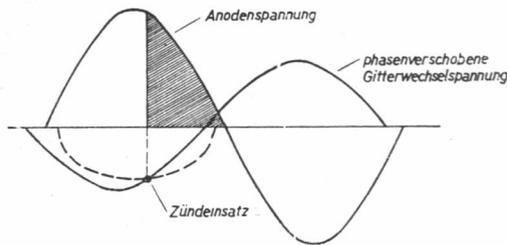


Abb. 3-10. Zündverzögerung durch phasenverschobene Gitterwechselspannung

Zeitpunkt einsetzt und Strom durch die Röhre bis zum Ende der Halperiode fließt. Wählt man die Größe der negativen Gittervorspannung mit U_{g2} , so wird die Zündkennlinie im Punkte B geschnitten und man erkennt, daß die Zeit, während der die Röhre Strom durchläßt, kürzer ist als im ersteren Falle. Da die schraffierte Fläche ein Maß für die von dem Thyatron jeweils durchgelassene und dem Verbraucher zur Verfügung stehende

Leistung ist, erkennt man, daß durch Wahl verschieden großer negativer Gitterspannungen z. B. ein mit solchen Röhren bestückter Gleichrichter nach Wunsch geregelt werden kann. Gleichzeitig ist aber aus *Abb. 3-8* ersichtlich, daß man durch negative Gittergleichspannungen äußerstenfalls bis zum Punkte *C* regeln, d. h. also eine Verzögerung des Zündensatzes um höchstens 90° erreichen kann. Um den Regelbereich auf 180° auszudehnen, verwendet man daher in der Praxis statt einer Gittergleichspannung eine Wechselspannung, die gegenüber der Anodenwechselspannung je nach dem gewünschten Zündensatzpunkt um einen bestimmten Winkel in der Phase verschoben ist (*Abb. 3-10*). Diese Art der Beeinflussung des Zündpunktes nennt man Horizontalsteuerung, da die Gitterwechselspannung horizontal auf der Zeitachse verschoben wird. Häufig reicht jedoch die Steuerung mit sinusförmiger Gitterwechselspannung zum Erreichen eines genau definierten Zündensatzpunktes nicht aus, was auf die Streuung der Zündkennlinie über eine Anzahl Röhren und ihrer Temperaturabhängigkeit bei quecksilberdampfgefüllten Thyratrons zurückzuführen ist. In diesem Fall erfolgt die Zündung zweckmäßigerweise durch Impulse, die einer negativen Grundgitterspannung überlagert und gegenüber der Anodenwechselspannung nach Wahl phasenverschoben sind (*Abb. 3-9*). Der Winkel α wird Zündwinkel genannt; von ihm ist die Größe des durch die Röhre fließenden mittleren Anodenstroms abhängig. Auch in diesem Fall handelt es sich um eine Horizontalsteuerung.

Impulstransformator

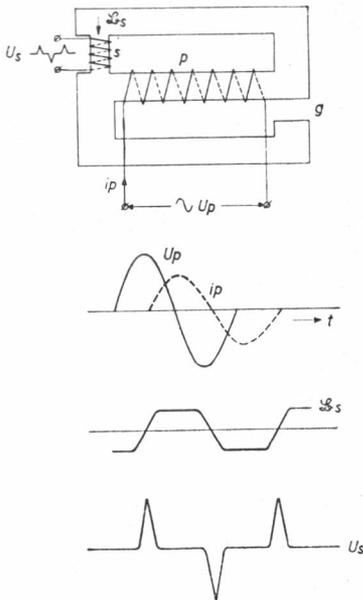


Abb. 3-11. Schematische Darstellung eines Impulstransformators

Die Impulse werden vielfach durch einen besonderen Transformator erzeugt, wie schematisch in *Abb. 3-11* gezeigt ist. Er hat neben der Primärwicklung p eine oder mehrere Sekundärwicklungen s , deren Kern aus einem Material mit niedriger magnetischer Sättigung besteht und zudem einen kleineren Querschnitt hat, so daß schon bei geringer Feldstärke die Sättigung eintritt. Die weitere Erhöhung der magnetischen Induktion wird durch den Nebenschluß mit dem Luftspalt g aufgenommen. Die in dem Kern der Sekundärspule auftretende magnetische Induktion \mathfrak{B} , hat dann den in der Abbildung dargestellten Verlauf, woraus sich die sekundärseitige impulsförmige Spannung ergibt. Wie man erkennt, ist der Primärstrom wegen der Induktivität der Primärwicklung gegenüber der Eingangswchselspannung um einen gewissen Winkel in der Phase verzögert; das gleiche gilt damit für die sekundärseitigen Spannungsimpulse. Da man jedoch zur Zündung der Thyratrons vielfach Wert darauf legt, daß der Impuls zu Beginn der positiven Spannungshalbwelle erscheint, schaltet man in Serie mit der Primärwicklung einen Widerstand R , der groß gegen die Reaktanz der Primärwicklung ist. Wie die Vektordarstellung der Spannungen in *Abb. 3-12* zeigt,

eilt nunmehr die Spannung an der Primärwicklung der Netzspannung bzw. der Anodenspannung um nahezu 90° voraus, wodurch die Phasenverzögerung der Impulse ausgeglichen werden kann. In *Abb. 3-13* ist die handelsübliche Ausführung eines Impulstransformators neben einem kleinen Gleichrichteraggregat gezeigt, das zur Erzeugung der negativen Grundgitterspannung bei Horizontalsteuerung dient.

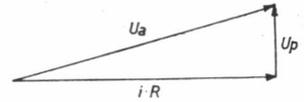


Abb. 3-12. Vektordarstellung von den Phasenverhältnissen der Spannungen an der Primärwicklung und dem Vorwiderstand

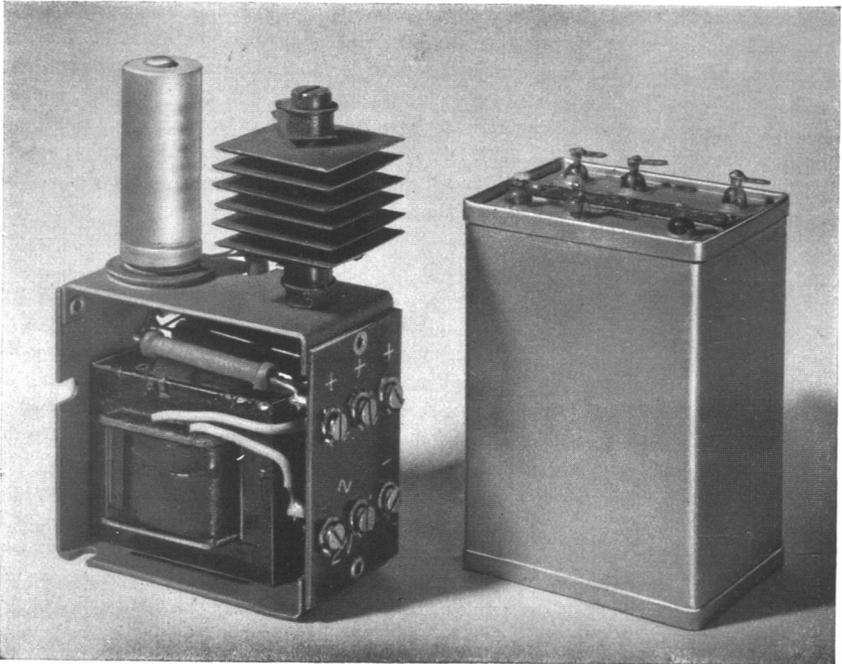


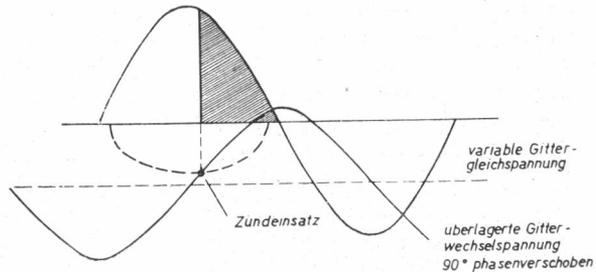
Abb. 3-13. Gleichrichteraggregat 1289 und Impulstransformator 84 590 (Werkbild: *Elektro Spezial GmbH, Hamburg*)

Vertikalsteuerung

Eine andere Methode zur Beeinflussung des Zündwinkels ist die sogenannte Vertikalsteuerung, die wegen des verhältnismäßig geringen Aufwandes an Schaltmitteln in industriellen Geräten gern benutzt wird (*Abb. 3-14*). Dem Gitter der Röhre wird eine um 90° fest in der Phase verschobene Wechselspannung zugeführt, die einer variablen Gleichspannung überlagert ist, die sowohl negative als auch positive Werte annehmen kann. Wie man erkennt, läßt sich in dieser Weise der Zündwinkel von null Grad bis zu 180 Grad variieren;

es ist jedoch auch ersichtlich, daß die Amplitude der Gitterwechselspannung nicht zu klein gewählt werden darf, um auch bei großen Zündwinkeln einen eindeutigen Schnittpunkt mit der Zündkennlinie zu erhalten. Ein Nachteil der Vertikalsteuerung besteht darin, daß bei gleichzeitiger Steuerung mehrerer Thyratrons diese das gleiche Katodenpotential haben müssen, da der Steuervorgang ja durch Gleichspannung erfolgt. Dies ist bei mehrphasigen Gleichrichtern zwar auch immer der Fall, nicht jedoch bei der sogenannten Antiparallelschaltung zweier Röhren, wie sie bei der elektronischen Beleuchtungsregelung, Schweißzeitbegrenzung usw. angewandt wird. Man muß daher in diesen Fällen von der Horizontalsteuerung Gebrauch machen oder auf besondere Kunstschaltungen zurückgreifen, wie später noch gezeigt wird.

Abb. 3-14
Zündverzögerung durch Vertikalsteuerung



Verschiedene Grundsaltungen

Einige der wichtigsten Grundsaltungen zur verzögerten Zündung von Thyratrons sind in Abb. 3-15 dargestellt. Schaltung a zeigt eine einfache Horizontalsteuerung mit einer phasenverschobenen Wechselspannung. Das Thyratron liegt über eine Impedanz Z , die den Verbraucher versinnbildlichen soll, an der Sekundärwicklung eines Netztransformators. Die phasenverschobene Gitterwechselspannung wird einer Phasenbrücke entnommen, die aus einem Kondensator C und einem regelbaren Widerstand R besteht. Wie das zugehörige Vektordiagramm zeigt, eilt die an dem Kondensator stehende Spannung um 90° gegenüber der an dem ohmschen Widerstand abfallenden Spannung nach. Da die Summe beider Spannungen stets gleich der Transformatorspannung sein muß, bewegt sich der Endpunkt der Brückenausgangsspannung U_g auf einem Halbkreis über dem Vektor der Transformatorspannung, je nach der Größe von R . Wie man sieht, ist U_g dem Betrag nach konstant und gleich der Hälfte der Transformatorspannung, doch um einen Winkel φ in der Phase verschoben, der je nach der Größe von R in dem Bereich von nahezu null Grad bis 180 Grad variiert werden kann. Wie wir später sehen werden, ist bei einem Verbraucher mit induktivem Charakter, wie er in den meisten Fällen gegeben ist, bereits ein weitaus kleinerer Zündwinkelbereich ausreichend, um den durch das Thyratron fließenden Strom von seinem vollen Wert bis auf Null herabzuregeln. Der Verlauf der Gitter- und Anodenspannung bei der Schaltung nach Abb. 3-15a ist bereits in Abb. 3-10 wiedergegeben.

Die Schaltung b zeigt eine Horizontalsteuerung mit phasenverschobenen Impulsen nach Abb. 3-9. Es ist wiederum eine Phasenbrücke vorgesehen, die in diesem Fall aus dem

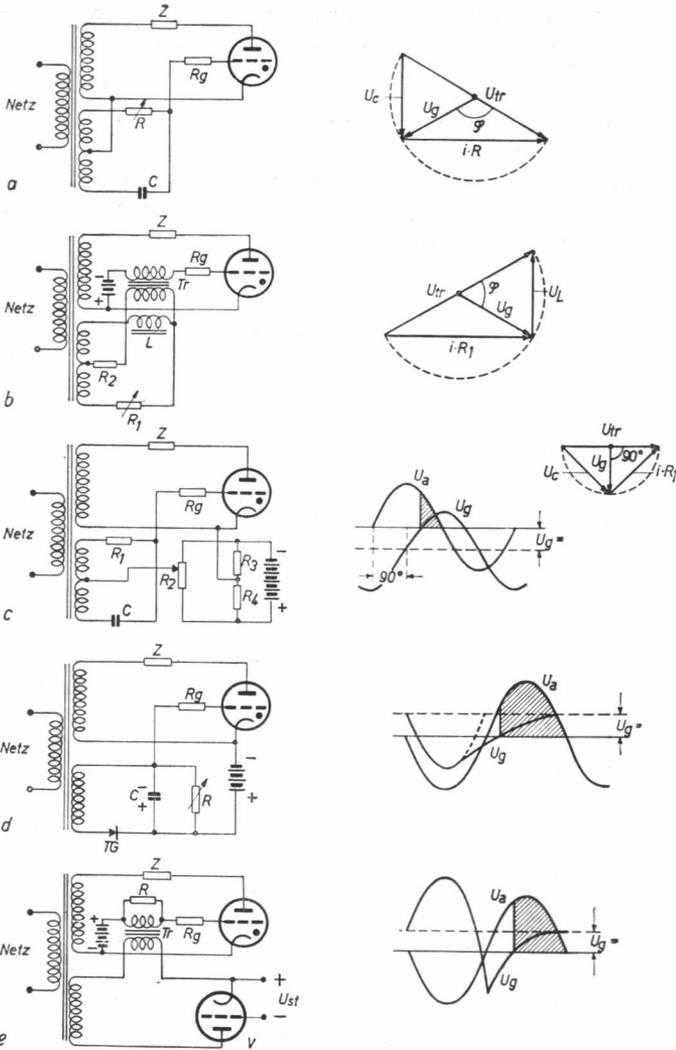


Abb. 3-15. Verschiedene Grundschaltungen zur Zündverzögerung von Thyatronen

ohmschen Widerstand R_1 und der Selbstinduktion L besteht. Das zugehörige Vektordiagramm bedarf keiner weiteren Erläuterung. Im Ausgang der Phasenbrücke liegt über einem Widerstand R_2 , der zur Phasenkorrektur dient, die Primärwicklung des Impulstransformators Tr . Der Gitterkreis der Röhre besteht aus der Sekundärwicklung, die die positiven Spannungsimpulse erzeugt, und einer Gleichspannungsquelle, die für die negative Grundgitterspannung sorgt.

Die Schaltung c gibt eine Vertikalsteuerung mit variabler Gittergleichspannung und überlagerter, um 90° phasenverschobener Wechselspannung wieder. Die letztere wird durch eine Phasenbrücke geliefert, die aus C und R_1 besteht, wobei $R_1 = \frac{1}{\omega \cdot C}$ ist. Die Gittergleichspannung, die zwischen positiven und negativen Werten schwanken kann, wird an dem Potentiometer R_2 abgegriffen, das mit den gleich großen Widerständen R_3 und R_4 eine Brücke bildet. Auch mit dieser Schaltung ist eine Zündverzögerung bis zu 180° erreichbar. In der Darstellung des Spannungsverlaufs ist der Übersichtlichkeit halber die Zündkennlinie mit der Null-Achse identifiziert worden.

In der Schaltung d ist eine Anordnung wiedergegeben, die weder als Vertikal- noch als Horizontalsteuerung angesprochen werden kann. Die Röhre erhält eine positive Grundgitterspannung aus einer Gleichspannungsquelle. Während der negativen Halbperioden der Anodenwechselspannung wird der Kondensator C über den Trockengleichrichter TG mit der angegebenen Polarität aufgeladen. In der folgenden Halbperiode entlädt sich der Kondensator über den veränderbaren Widerstand R . Den Verlauf der am Steuergitter wirksamen Spannung zeigt das dazugehörige Bild; wie man erkennt, schneidet die Spannungskurve je nach der Größe des Entladewiderstandes R die Null-Linie zu einem früheren oder späteren Augenblick, worauf die Zündung der Röhre einsetzt.

Die Schaltung e gibt eine Anordnung wieder, die besonders in den Fällen mit Vorteil anzuwenden ist, in denen mehrere Thyratrons zu steuern sind, deren Katoden nicht das gleiche Potential haben, beispielsweise in Schweißzeitbegrenzern. Die Verstärkerröhre V ist so geschaltet, daß sie während der negativen Halbperiode der Anodenwechselspannung leitend wird, so daß ein Stromimpuls durch die Primärwicklung des Transformators Tr fließt. Hierdurch wird in der Sekundärwicklung eine Spannung induziert, die den dargestellten Verlauf hat, so daß das Thyatron während der folgenden positiven Halbperiode zunächst gesperrt ist. Da die Spannung jedoch wieder zu Null wird, andererseits eine positive Grundgitterspannung im Gitterkreis vorhanden ist, kreuzt die wirksame Gitterspannung die Null-Linie, worauf das Thyatron zündet. Der Zündwinkel kann durch die an das Gitter der Hochvakuumröhre V anzulegende Steuergleichspannung verändert werden; denn wird der Anodenstrom von V durch eine negative Steuerspannung U_{st} vermindert, so fließt ein geringerer Stromimpuls durch die Primärwicklung von Tr , und die sekundärseitig auftretende Spannung pendelt für eine kürzere Zeitspanne ins Negative und kreuzt die Null-Linie zu einem früheren Zeitpunkt, wodurch der Zündwinkel des Thyratrons entsprechend verkleinert wird.

Bei sämtlichen Schaltungen nach *Abb. 3-15* ist im Gitterkreis des Thyratrons ein Schutzwiderstand R_g ; er dient zur Begrenzung des Gitterstromes und hat üblicherweise einen Wert von $10 \dots 50 \text{ k}\Omega$.

Von den beschriebenen Methoden der Gittersteuerung wird in elektronischen Geräten zum weitaus überwiegenden Teil Gebrauch gemacht. Zwar gibt es zahlreiche Varianten, doch lassen sie sich meistens auf eine der besprochenen Grundsaltungen zurückführen.

Ausgangsspannung und -strom für verschiedene Zündwinkel

Wir müssen nun noch untersuchen, wie sich der Strom oder die Spannung am Verbraucher mit dem Zündwinkel ändert. In Abb. 3-16 sind die Spannungs- und Stromkurven für verschiedene Zündwinkel φ dargestellt, und zwar (a) bei einem rein ohmschen Verbraucher und (b) bei vorzugsweise induktiver Belastung. Im ersteren Fall sind Strom und Spannung in Phase, so daß bei größer werdendem Zündwinkel die Stromhalbwelle entsprechend „angeschnitten“ wird. Man erkennt auch, daß zur Regelung des Stromes vom vollen Betrag bis zum Wert Null der gesamte Zündwinkelbereich von $0 \cdots 180^\circ$ benötigt wird. Anders

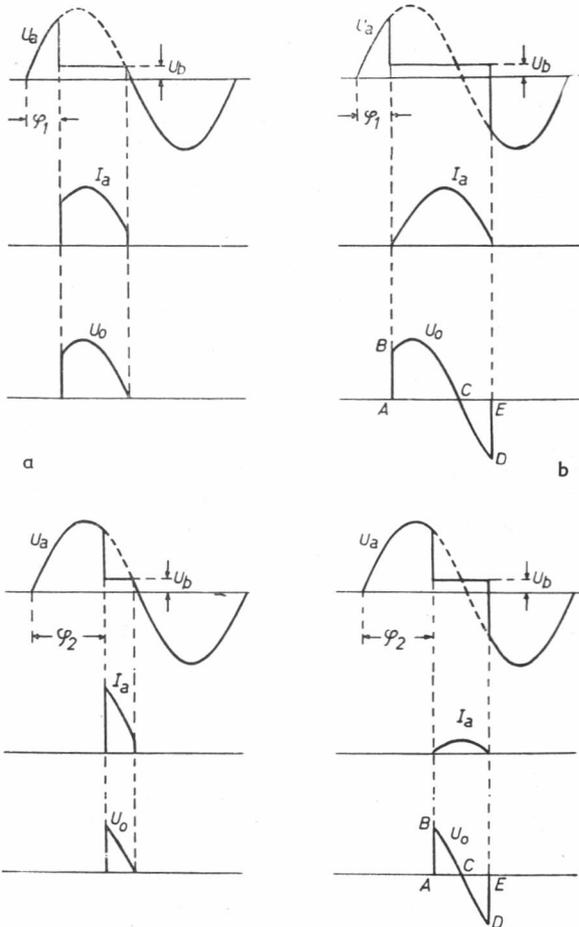


Abb. 3-16. Spannungs- und Stromkurven für verschiedene Zündwinkel bei ohmscher Belastung (links) und bei vorwiegend induktiver Belastung (rechts)

liegen die Verhältnisse bei induktiver Belastung. Da der Strom gegenüber der Spannung in der Phase verzögert ist, wird die volle Halbwelle durchgelassen, selbst wenn die Zündung um den Winkel φ_1 verzögert ist. Andererseits wird der Strom bereits bei Zündwinkeln φ_2 , die kleiner als 180° sind, praktisch zu Null, so daß der zum völligen Aussteuern erforderliche Zündwinkelbereich wesentlich kleiner ist als im Fall der rein ohmschen Belastung. Im Fall rein induktiver Belastung wird der Stromfluß beendet, wenn der Inhalt der Fläche CDE gleich dem der Fläche ABC ist. Sofern jedoch auch ein ohmscher Belastungsanteil vorhanden ist (was in der Praxis immer der Fall sein wird), so wird der Stromfluß bereits zu einem früheren Zeitpunkt beendet. Die Differenz ABC—CDE ist dann gleich dem an dem ohmschen Belastungsanteil entstehenden Spannungsabfall.

Gesteuerte Gleichrichter

Wie bereits erwähnt wurde, lassen sich mit Thyratrons Gleichrichter konstruieren, deren Ausgangsleistung über die Gittersteuerung nach Belieben geregelt werden kann. Die hierbei benutzten Prinzipschaltungen sind die gleichen wie die im Teil I.2 beschriebenen, wie überhaupt alles über gasgefüllte Gleichrichterröhren Gesagte sinngemäß auf Thyratrons angewandt werden kann, da sie sich nach der Zündung ja praktisch wie solche verhalten. Über die mannigfaltigen Steuerschaltungen wird dagegen im zweiten Teil dieses Buches noch ausführlich gesprochen werden.

In Abb. 3-17 ist z. B. das Blockschaltbild eines gesteuerten dreiphasigen Gleichrichters gezeigt, bei dem zunächst eine rein ohmsche Belastung angenommen sei. Die sich unter dieser Vor-

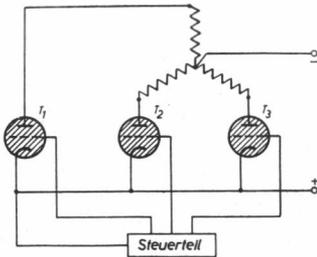


Abb. 3-17. Prinzipschaltung eines gesteuerten dreiphasigen Gleichrichters

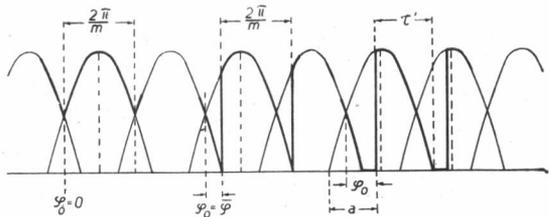


Abb. 3-18

Verlauf der Ausgangsspannung bei einem gesteuerten dreiphasigen Gleichrichter für verschiedene Zündwinkel (ohmsche Belastung)

aussetzung ergebende Ausgangsspannung als Funktion des Zündwinkels φ_0 (der jetzt von dem Schnittpunkt zweier aufeinanderfolgender Anodenspannungshalbwellen ab gerechnet sei) zeigt für verschiedene φ_0 die Abb. 3-18. Links ist der Verlauf der Ausgangsspannung im Fall unverzögerter Zündung dargestellt. Jede Röhre führt während des Intervalles $\tau = \frac{2\pi}{m}$ Strom, wobei hier $m = 3$ zu setzen ist. In der Mitte sind die Verhältnisse für den Zündwinkel $\varphi_0 = \bar{\varphi}$ gezeigt, bei dem der Ausgangsstrom noch gerade nicht lückend und die Brenndauer τ je Anode noch unverkürzt $\frac{2\pi}{m}$ ist. Schließlich ist rechts die Ausgangs-

spannung bei noch größerem Zündwinkel gezeigt. Wie man sieht, ist jetzt die Anodenbrenndauer τ' kleiner geworden, und der von der Schaltung gelieferte Gleichstrom weist Lücken auf.

Betrachtet man ganz allgemein die Ausgangsspannung eines m -phasigen gesteuerten Gleichrichters mit ohmscher Belastung als Funktion des Zündwinkels φ_0 , so ergibt sich, wie leicht abgeleitet werden kann,

$$\left. \begin{aligned} U'_0 &= \frac{m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \varphi_0}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} + \varphi_0} \sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \varphi \cdot d\varphi \\ &= \sqrt{2} \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot U_{tr} \cdot \cos \varphi_0 = M \cdot U_{tr} \cdot \cos \varphi_0 \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

Sie unterscheidet sich also von der Ausgangsspannung eines entsprechenden ungesteuerten Gleichrichters lediglich durch den Faktor $\cos \varphi_0$. Allerdings gilt Gl. (3.2) nur für den Fall unverkürzter Anodenbrenndauer, d. h. $\varphi_0 < \bar{\varphi}$, wobei die Lückengrenze des Gleichstromes $\bar{\varphi}$ gegeben ist durch

$$\bar{\varphi} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \quad (3.3)$$

Falls der Zündwinkel $\varphi_0 > \bar{\varphi}$ ist, so gilt für die verkürzte Anodenbrenndauer

$$\tau' = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} - \varphi_0 \quad (3.4)$$

und die Ausgangsspannung des m -phasigen Gleichrichters wird

$$U'_0 = \frac{m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \varphi_0}^{\pi} \sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \varphi \cdot d\varphi = \sqrt{2} \cdot \frac{m}{2\pi} \left[1 - \sin \left(\varphi_0 - \frac{\pi}{m} \right) \right] \cdot U_{tr} \quad (3.5)$$

Wie man z. B. an Hand der *Abb. 2-15* ersieht, tritt bei einem zweiphasigen Gleichrichter bei $\varphi_0 > 0$ in jedem Fall eine Verkürzung der Anodenbrenndauer auf; es ist $\tau' = \pi - \varphi_0$. Die Ausgangsspannung eines gesteuerten zweiphasigen Gleichrichters ist somit nach Gl. (3.5)

$$U'_0 = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot (1 + \cos \varphi_0) \cdot U_{tr} \quad (3.6)$$

Falls der Zündwinkel φ_0 nicht vom Schnittpunkt zweier aufeinanderfolgender Anodenspannungshalbwellen aus gerechnet wird, sondern auf den Nulldurchgang der Halbwellen bezogen wird (*Abb. 3-9*), besteht die Beziehung

$$\alpha = \varphi_0 + \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \quad (3.7)$$

wie aus *Abb. 3-18* abgeleitet werden kann.

Wesentlich anders werden die Verhältnisse, wenn die Belastung des Gleichrichters vorzugsweise induktiv ist. In diesem Fall dauert der Stromfluß je Anode an, bis die folgende Röhre gezündet hat. Diese Verhältnisse sind in *Abb. 3-19* für verschiedene Zündwinkel bei einer dreiphasigen Gleichrichterschaltung dargestellt. Da die unterhalb der Null-Linie liegenden schraffierten Flächenstücke von denen oberhalb der Null-Linie zu subtrahieren sind, ergibt

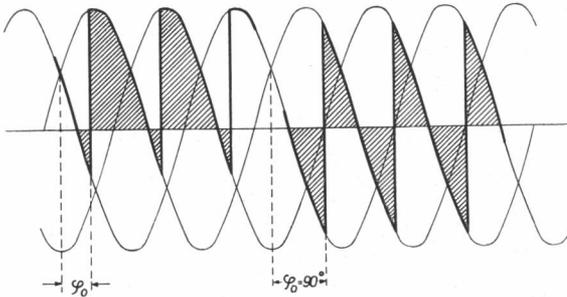


Abb. 3-19. Ausgangsspannung bei einem gesteuerten dreiphasigen Gleichrichter mit induktiver Belastung

sich eine niedrigere resultierende Ausgangsspannung als im Fall ohmscher Belastung. Für einen Zündwinkel $\varphi_0 = 90^\circ$ ist bei induktiver Belastung die resultierende Ausgangsspannung Null, während bei ohmscher Belastung noch eine Ausgangsspannung

$$U'_o = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \int_{120^\circ}^{180^\circ} \sin \varphi \cdot d\varphi \cdot U_{tr} = 0,34 \cdot U_{tr} \quad (3.8)$$

vorhanden ist. Im Fall eines zweiphasigen Gleichrichters ergibt sich als mittlere Gleichspannung bei induktiver Belastung

$$U'_o = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\pi} \int_{\varphi_0}^{\varphi_0 + \pi} \sin \varphi \cdot d\varphi \quad (3.9)$$

da der Stromflußwinkel für jede Röhre in diesem Fall 180° ist. Durch Integration folgt hieraus

$$U'_o = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\pi} [\cos \varphi_0 - \cos(\varphi_0 + \pi)] = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{tr} \cdot \cos \varphi_0 \quad (3.10)$$

Wiederum zeigt sich, daß für $\varphi_0 = 90^\circ$ die Ausgangsspannung Null wird, während im Fall ohmscher Belastung nach Gl. (3.6) noch eine Ausgangsspannung

$$U'_o = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\pi} \quad (3.11)$$

vorhanden ist.

Parallelschaltung von Thyatronröhren

Die Parallelschaltung von Thyatrons zur Erreichung höherer Leistungen ist im allgemeinen nicht ohne weiteres möglich, da immer eine Röhre zuerst zünden wird und, da die Bogenspannung niedriger als die Zündspannung der anderen Röhren ist, die gesamte Belastung allein übernimmt. Um dies zu vermeiden, schaltet man Widerstände R_a in die Anodenzuleitungen ein (Abb. 3-20), an denen im Fall der Zündung einer Röhre durch den dann fließenden Strom ein so großer Spannungsabfall entsteht, daß die Differenz zwischen

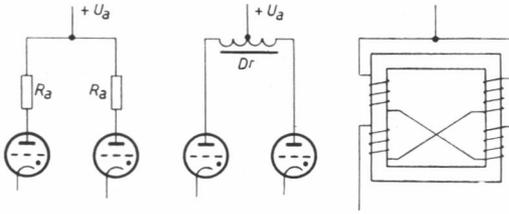


Abb. 3-20. Parallelschaltung zweier Thyatrons durch Anodenwiderstände und Ausgleichsdrossel

Zündspannung und Bogenspannung überbrückt und die zweite Röhre ebenfalls zum Zünden gebracht wird. Noch günstiger ist die Verwendung einer Saugdrossel. Zündet die eine Röhre, so wird durch den fließenden Stromstoß in der anderen Wicklungshälfte eine Spannung induziert, die mit Sicherheit die Zündung der zweiten Röhre hervorruft. Abb. 3-20 zeigt schematisch die praktische Ausführung einer solchen Drossel; die beiden Wicklungshälften werden zur besseren Verkettung in Zickzack geschaltet. Der Kern besitzt keinen Luftspalt.

Lebensdauer

Die Lebensdauer der Thyatrons ist im allgemeinen die gleiche wie die gasgefüllter Gleichrichterröhren, jedenfalls soweit das Ionenbombardement der Katode oder die Verschlechterung des Vakuums in Frage kommen. Die Katode ist sorgfältig abgeschirmt, oder es wird eine sogenannte Hohlkatode benutzt, bei der sich die emittierende Oxydschicht auf den Innenflächen eines mehrfach unterteilten Hohlkörpers befindet. Ein „Getter“ sorgt für höchstes Vakuum in der Röhre. Eine weitere Fehlermöglichkeit besteht jedoch darin, daß ein Teil des emittierenden Katodenmaterials im Laufe der Zeit auf das Gitter aufdampft, worauf es seinerseits Elektronen auszusenden beginnt und dadurch seine Steuerfähigkeit verliert (Gitteremission). Durch eine besondere Oberflächenbehandlung der Elektroden und andere konstruktive Maßnahmen kann die Gefahr der Gitteremission fast völlig beseitigt werden. Im übrigen tritt diese Erscheinung noch seltener bei Tetroden auf, da das Steuergitter auch katodenseitig durch das zweite Gitter abgeschirmt wird (Abb. 3-4).

Berechnung von Phasenbrücken

Da Thyatrons sehr häufig durch Phasenbrücken gesteuert werden, die einen ohmschen Widerstand und eine Induktivität oder Kapazität enthalten, ist in Abb. 3-21 eine Tafel

zur Ermittlung des Phasenwinkels bei solchen Brückenschaltungen wiedergegeben. Zur genauen Berechnung kann man sich jedoch der Formeln

$$\varphi = 2 \cdot \arctan(\omega RC) \tag{3.12}$$

für RC-Brücken und

$$\varphi = 2 \cdot \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right) \tag{3.13}$$

für RL-Brücken bedienen.

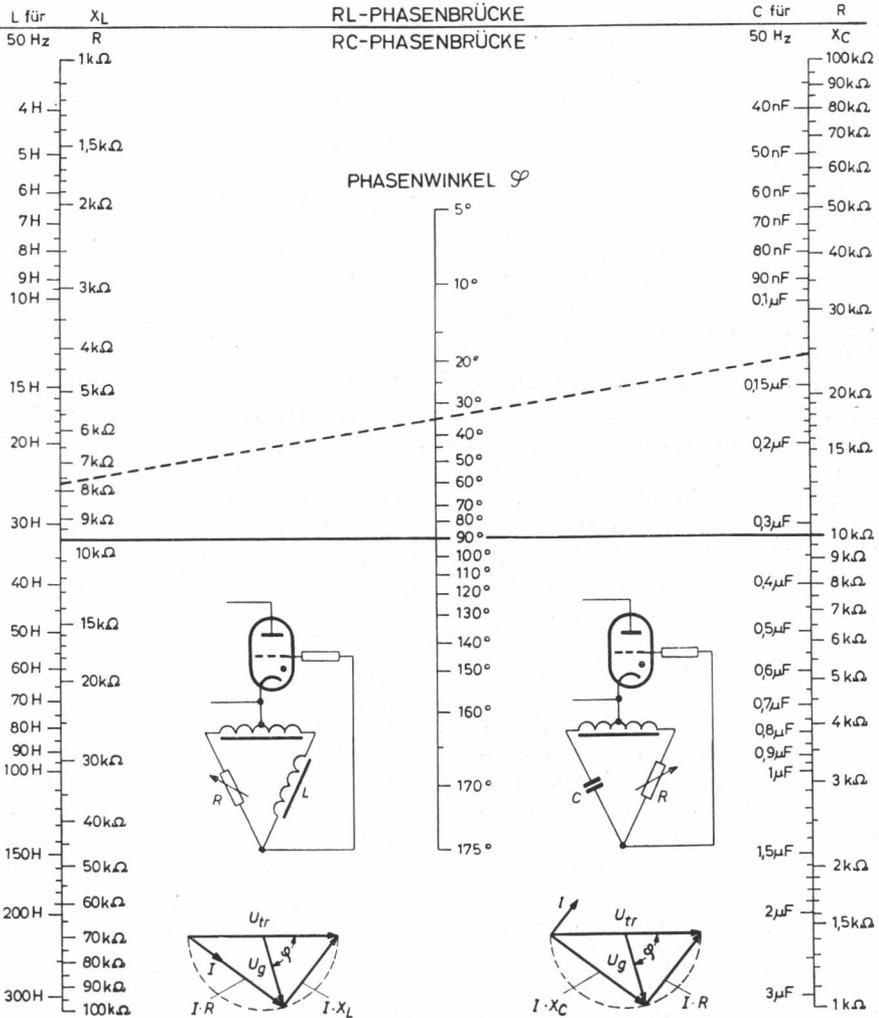


Abb. 3-21. Tafel zur Ermittlung des Phasenwinkels bei RC- und RL-Phasenbrücken

4. Senditronröhren

Eine andere, häufig in der Industrie verwendete Röhre ist die sogenannte Senditronröhre. Bei ihr besteht die Katode in Abweichung vom normalen Thyatron aus Quecksilber, ähnlich wie bei den seit vielen Jahren bekannten Quecksilberkatoden-Gleichrichtern. Bei ihnen wird zum Einleiten des Entladungsvorganges, dessen Mechanismus übrigens noch bis vor kurzem ziemlich umstritten war, durch mechanische Mittel (z. B. Kippen des Entladungsgefäßes) eine Kontaktunterbrechung zwischen dem Katodenquecksilber und einer Zündelektrode hervorgerufen. Der sich bildende Lichtbogen bewirkt dann die Einleitung der Hauptentladung zwischen Katode und Anode. Auf der Katode entsteht hierbei ein punktförmiger Brennfleck, der mit hoher Geschwindigkeit unregelmäßig auf der Quecksilberoberfläche herumfährt. Da dieser Brennfleck und damit die Entladung sofort zu bestehen aufhören, sobald die Stromstärke unter einen bestimmten Wert sinkt, werden im allgemeinen eine oder mehrere Hilfsanoden vorgesehen, die den Katodenstrom aufrechterhalten, wenn der Strom zur Hauptanode zu niedrig wird. Damit ist eine sonst erforderliche Wiederholung des ziemlich umständlichen Zündvorganges vermieden. Allerdings hat diese Anordnung den Nachteil des zusätzlichen Stromverbrauchs über die Hilfsanoden, und außerdem besteht durch die ständig vorhandene Ionisierung die Gefahr der Rückzündung.

Aufbau und Wirkungsweise

Die Senditronröhre unterscheidet sich von dem Quecksilberkatoden-Gleichrichter dadurch, daß bei ihr auf die ununterbrochene Aufrechterhaltung des Katodenflecks verzichtet wird; vielmehr ist der Zündmechanismus so vereinfacht worden, daß die Zündung praktisch trägeheitslos zu einem genau bestimmten Zeitpunkt einsetzen und – nach Löschung der Hauptentladung – beliebig oft (bis zu einer gewissen oberen Grenzfrequenz) wiederholt werden kann. Mit dieser Röhre können sehr starke Ströme (bis zu mehreren tausend Ampere) kurzzeitig geschaltet werden. Einem mechanischen Schalter gegenüber sind die Vorteile einer größeren Betriebssicherheit, eines genaueren Arbeitens und in vielen Fällen auch eines kleineren Aufwandes vorhanden.

Kapazitiver Zünder

Die Wirkungsweise einer solchen Röhre, die mit einem kapazitiven Zünder ausgerüstet ist, soll durch *Abb. 4-1* erläutert werden. In den „Katodensumpf“ K ragt eine Zündelektrode Z , die jedoch durch einen dünnen Überzug aus nichtleitendem Werkstoff von dem Röhreninneren isoliert ist. Legt man nun zwischen Katode und Zündelektrode eine genügend hohe Spannung, so wird durch das sich bildende elektrische Feld eine Feldemission von Elektronen aus dem Quecksilber hervorgerufen¹⁾. Die Elektronen nehmen unter dem Ein-

¹⁾ Bisher neigte man zu der Ansicht, daß die zwischen Zündelektrode und Katodenquecksilber praktisch auftretenden Feldstärken zum Hervorrufen einer Feldemission nicht ausreichend seien. Nach neueren Untersuchungen bewirkt die primär vorhandene Feldstärke die Ausziehung der vorher ebenen Quecksilberoberfläche in kleine Spitzen, an denen dann die Feldstärke tatsächlich den für Feldemission erforderlichen Wert erreicht. Die für das „Ausziehen“ erforderliche theoretisch berechnete Zeit stimmt mit den tatsächlich gemessenen geringen Zündverzögerungen (etwa 10^{-8} s) gut überein.

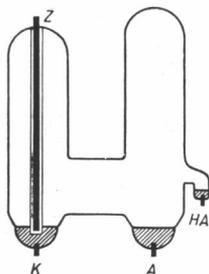
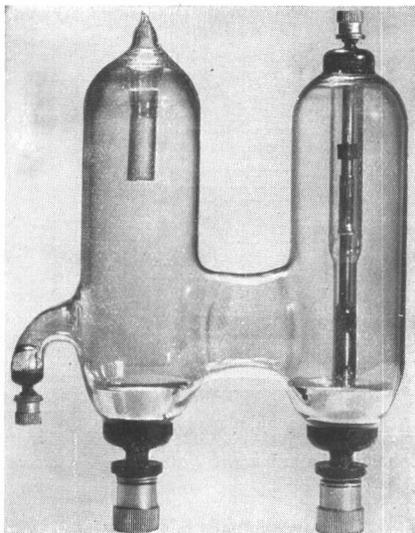


Abb. 4-1. Schematische Darstellung einer Senditronröhre

Rechts: Abb. 4-2. Praktische Ausführung einer Senditronröhre (Valvo PL 5)



fluß einer kurzzeitig an einer Hilfsanode *HA* liegenden hohen Spannung genügend große Geschwindigkeiten an, um die in ihrem Weg liegenden Quecksilberdampfkatode zu ionisieren und damit die Hauptentladung einzuleiten. Wie ganz allgemein bei gasgefüllten Entladungsröhren wird die Entladung unterbrochen, sobald die Anodenspannung unter den Wert der Bogenspannung sinkt.

Der Vorteil z. B. gegenüber Thyatronen üblicher Bauart mit Glühkatode liegt darin, daß die Quecksilberkatode ohne weiteres Ströme von vielen tausend Ampere zu liefern vermag. In manchen Fällen wird eine zwar hohe, aber dafür nur kurzzeitige Strombelastung gefordert, deren Dauer klein gegenüber den dazwischenliegenden Pausen ist, so daß der über die Integrationszeit zu bildende Strommittelwert um Größenordnungen kleiner ist als der Scheitelwert des Anodenstroms. Da aber der Strommittelwert, zusammen mit der Bogenspannung, maßgebend für die tatsächliche Leistungsaufnahme der Röhre ist, können auch mit Röhren kleiner Abmessungen Momentanströme von beträchtlicher Höhe geschaltet werden.

Zur technischen Ausführung dieser Relaisröhren sei noch gesagt, daß zweckmäßigerweise nicht nur die Katode, sondern auch die Anode und Hilfsanode aus Quecksilber bestehen sollten, da andernfalls der Anodenwerkstoff allmählich zerstäubt und die Quecksilberoberfläche der Katode verunreinigt wird; dies kann zu unregelmäßigem Zündeneinsatz führen.

Die praktische Ausführung einer Relaisröhre zeigt *Abb. 4-2* (Type PL 5 von *Philips*).

Steuerung von Punktschweißgeräten

Eine der wichtigsten Anwendungsmöglichkeiten der Senditronröhren findet man in der Schweißtechnik, und zwar bei Punktschweißgeräten. Um eine bestmögliche Güte der

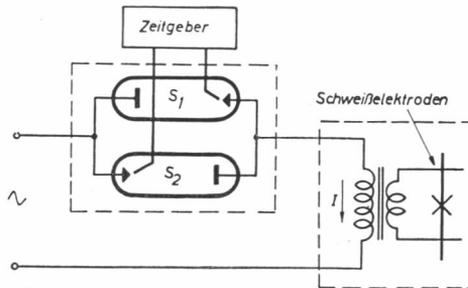


Abb. 4-3. Prinzipschaltbild eines Punktschweißgeräts mit zwei gegenparallel geschalteten Senditronröhren

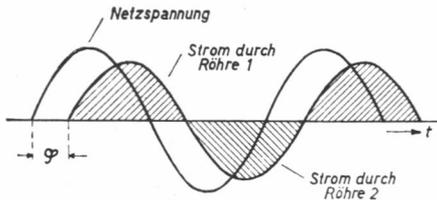


Abb. 4-4. Stromfluß durch zwei gegenparallel geschaltete Senditronröhren bei induktiver Belastung

Schweißung zu erhalten, ist eine exakte Steuerung der Schweißzeit wichtig. Dies kann mit einer Anordnung nach *Abb. 4-3* geschehen. Im Primärkreis des Schweißtransformators liegen zwei Senditronröhren S_1 und S_2 in Gegenparallelschaltung, wosie als trägheitslose Schaltschütze wirken. Die eine Röhre übernimmt die Stromleitung in der positiven, die zweite während der negativen Halbwelle (*Abb. 4-4*). Gezündet wird durch einen besonderen Zeitgeber, dessen grundsätzliche Wirkungsweise im Teil II.12 beschrieben ist. Eine solche Schweißzeitsteuerung mit zwei Senditronröhren eignet sich besonders zum Punktschweißen sehr dünner Werkstücke in Massenherstellung, wie z. B. in der Spielzeugindustrie, ebenso aber auch bei der Fertigung von Präzisionsgeräten, Meßinstrumenten, Uhren, Musikinstrumenten usw.

Lichtblitzstroboskop

Ein weiteres Anwendungsgebiet hat die Senditronröhre im Lichtblitzstroboskop, einer Einrichtung, die für die Kontrolle schnell bewegter Teile, wie Zentrifugen, Propeller, Motoren u. ä. unentbehrlich geworden ist. Die grundsätzliche Schaltung eines solchen Stroboskops zeigt *Abb. 4-5*. Angenommen, die Blitzlichtlampe L ist stromlos, so wird der Kondensator C durch die Gleichspannungsquelle über den Widerstand R aufgeladen. Zur Einleitung des Lichtblitzes wird die Senditronröhre gezündet, und der Kondensator C entlädt sich mit hoher Stromstärke über die Röhre und die Blitzlichtlampe L . Durch Verändern des Kapazitätswertes kann die Dauer des Lichtblitzes etwa zwischen 3 und 10 Mikrosekunden variiert werden. Der Mindestabstand zweier Lichtblitze hängt von der durch die Größe des Widerstandes R und des Kondensators C gegebenen Zeitkonstante ab und ist im übrigen durch die höchstzulässige Schaltfrequenz der Senditronröhre begrenzt.

Die in diesem Fall zweckmäßigerweise benutzte Zündvorrichtung für die Senditronröhre gibt *Abb. 4-6* wieder. Der Kondensator C wird durch die Gleichspannungsquelle aufge-

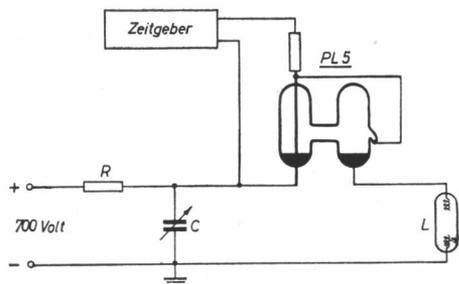


Abb. 4-5
Prinzipialschaltbild eines Stroboskops

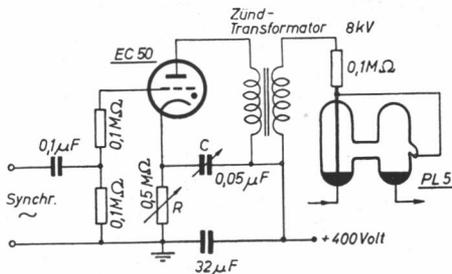


Abb. 4-6. Schaltbild des Zeitgebers zum Stroboskop nach Abb. 4-5

laden; der dabei fließende Ladestrom erzeugt an dem Widerstand R einen Spannungsabfall, der als negative Vorspannung am Gitter des Thyratrons liegt und dieses zunächst sperrt. Sobald der Kondensator geladen ist, hört der Ladestrom auf, und die negative Vorspannung geht zurück, so daß das Thyatron zündet und den Kondensator praktisch über die Primärwicklung des Zündtransformators kurzschließt. Die steile Flanke des Entladestromes erzeugt in der Sekundärwicklung einen Spannungsimpuls von etwa $8 \dots 10 \text{ kV}$, der ausreichend ist, um den kapazitiven Zünder der Senditronröhre in Tätigkeit zu setzen. Sobald die Spannung am Kondensator unter die Bogenspannung des Thyratrons gesunken ist, löscht es, und der Anfangszustand ist wiederhergestellt. Die Frequenz der periodisch gelieferten Zündimpulse ist durch entsprechende Einstellung des Widerstandes R und des Kondensators C zu verändern und kann erforderlichenfalls durch eine Wechselspannung synchronisiert werden.

Vollständige Schaltung zur Steuerung von Punktschweißgeräten

Der große Vorteil des bei den Senditronröhren benutzten kapazitiven Zünder ist die sehr geringe Energie (nur etwa 6 mWs), die zur Einleitung der Hauptentladung benötigt wird, im Gegensatz zu den im Teil I.5 behandelten Ignitronröhren. Senditronröhren stellen daher besonders für kleine Geräte und Anlagen, bei denen Ignitrons zu großer Aufwand wären, eine vorteilhafte Lösung dar. Die vollständige Zündschaltung für zwei gegenparallel geschaltete Senditronröhren, wie sie für kleine Punktschweißgeräte in Betracht kommt, ist in Abb. 4-7 gezeigt. Ein Einweggleichrichter mit der Röhre B_1 lädt den Kondensator C_3 über den Widerstand R_2 auf eine gewisse Gleichspannung auf. Die Thyratrons B_2 und B_3 erhalten gitterseitig aus einem mit der Röhre B_4 bestückten Gleichrichter eine negative Gleichspannung, die sie an der Zündung hindert. Es liegt jedoch außerdem in den Gitterkreisen die Sekundärwicklung des Impulstransformators Tr_4 . Die von ihm gelieferten Impulse können in ihrer Phasenlage nach Wahl verschoben werden, da die Primärwicklung von Tr_4 über den Betätigungsschalter S am Ausgang einer RC -Phasenbrücke liegt, die aus der Primärwicklung von Tr_1 , dem Kondensator C_1 und dem Regelwiderstand R_1 besteht. Die Wirkungsweise einer solchen Phasenbrücke wurde bereits im Teil I.3 eingehend besprochen. Da die Sekundärwicklung von Tr_4 in jeder Periode einen positiven und einen negativen Impuls liefert, die gegeneinander um 180° phasenverschoben sind

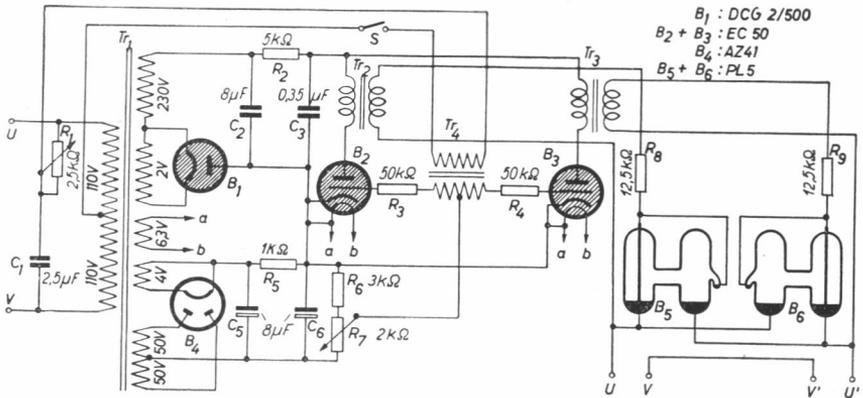


Abb. 4-7

Zündschaltung für zwei gegenparallel geschaltete Senditronröhren, geeignet für kleine Schweißmaschinen

$Tr_1 = Tr_2 =$ Spezial-Zündtransformator; Eisenkern stabförmig, Länge 77 mm, Querschnitt $0,15 \text{ cm}^2$. Prim.: 230 Wdg. $0,7 \text{ } \varnothing$ emall. Sek.: 64 Wdg. $0,7 \text{ } \varnothing + 17\ 000$ Wdg. $0,08 \text{ } \varnothing + 64$ Wdg. $0,7 \text{ } \varnothing$ emall. $Tr_4 =$ Impulstransformator Type 84590

(Abb. 3-II), wird, bezogen auf die mit den Katoden der Röhren B_2 und B_3 verbundene Mittelanzapfung, in der ersten Halbperiode dem Gitter von B_2 , und in der zweiten Halbperiode dem Gitter von B_3 je ein positiver Impuls zugeführt, der die Zündung bewirkt. Wenn z.B. die Röhre B_2 zündet, hat der Kondensator C_3 Gelegenheit, sich über die Primärwicklung von Tr_2 zu entladen. Infolge der Induktivität der Wicklung wird der dann fließende Strom noch eine Weile aufrechterhalten, wodurch C_3 kurzzeitig mit umgekehrter Polarität aufgeladen wird. Es steht somit an der Anode von B_2 für einen kurzen Augenblick eine negative Spannung, die für die Löschung dieser Röhre sorgt. Wegen des kurzen



Abb. 4-8. Verlauf von Strom und Spannung bei verzögerter Zündung

Stromstoßes durch die Primärwicklung von Tr_2 entsteht sekundärseitig eine hohe Spannungsspitze von etwa 8 bis 10 kV, die gleichzeitig für die Zündung von B_3 sorgt. In entsprechender Weise zündet die Röhre B_3 und damit B_6 in der darauffolgenden Halbperiode, worauf sich das Spiel so lange fortsetzt, bis der Betätigungsschalter S , der bisher als geschlossen angenommen war, wieder geöffnet wird; dadurch ist die Erzeugung der Zündimpulse unterbrochen. Durch R_1 kann der „Phasenanschnitt“ und damit der durch die Senditronröhren B_5 , B_6 fließende und dem Schweißtransformator zugeführte Strom stufenlos geregelt werden (Abb. 4-8).

Antiparallelschaltung von zwei Röhren

Es bleibt nun noch der rechnerische Zusammenhang zwischen dem in den Röhrendaten angegebenen mittleren Anodenstrom je Röhre und dem durch zwei antiparallel geschaltete Röhren fließenden Wechselstrom zu ermitteln. Offenbar ist der mittlere Anodenstrom I_m gleich dem Integral über eine Halbperiode des Wechselstroms, dividiert durch deren Basis π , somit

$$I_m = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi} I_s \cdot \sin \varphi \cdot d\varphi = \frac{2}{\pi} \cdot I_s \quad (4.1)$$

Berücksichtigt man, daß jede Röhre nur während jeder zweiten Halbperiode Strom leitet und man daher von dem doppelten Wert des mittleren Anodenstroms ausgehen kann, so ergibt sich als erzielbarer Wechselstrom durch die Antiparallelschaltung (Effektivwert)

$$I_{\text{eff}} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot I_m \quad (4.2)$$

Durch zwei antiparallel geschaltete Röhren PL 5, die z.B. während $1/20$ s einen mittleren Strom von je 70 A führen können, kann während dieser Zeit ein Wechselstrom von

$$\frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot 70 = 154 \text{ A}_{\text{eff}} \text{ fließen.}$$

5. Ignitron- und Excitronröhren¹⁾

Zur Steuerung oder Gleichrichtung von sehr hohen Wechselströmen verwendet man in industriellen Geräten häufig die sogenannten Ignitronröhren. Es handelt sich hierbei um

Entladungsgefäße, die im wesentlichen eine Katode aus flüssigem Quecksilber, eine Anode und eine Zündelektrode haben, die in das Katodenquecksilber eintaucht. Die schematische Darstellung einer Ignitronröhre zeigt *Abb. 5-1*. Der Kolben besteht aus nichtrostendem Stahl und ist doppelwandig ausgeführt, um ihn zur Abführung der erzeugten Verlustwärme mit Wasser kühlen zu können. Die Querschnitte der Katoden- und Anodenzuleitungen sind sehr stark bemessen, da die durch die Röhre fließenden Ströme außerordentlich hohe Werte annehmen können. Die Quecksilberkatode hat das gleiche Potential wie der Metallmantel; der Anodenanschluß ist durch eine Glas-Metall-Verschmelzung herausgeführt. Die Zündelektrode besteht aus einem sehr widerstandsfähigen Halbleitermaterial (Borkarbid); sie taucht in das Quecksilber ein, ohne jedoch davon benetzt zu werden (*Abb. 5-2*).

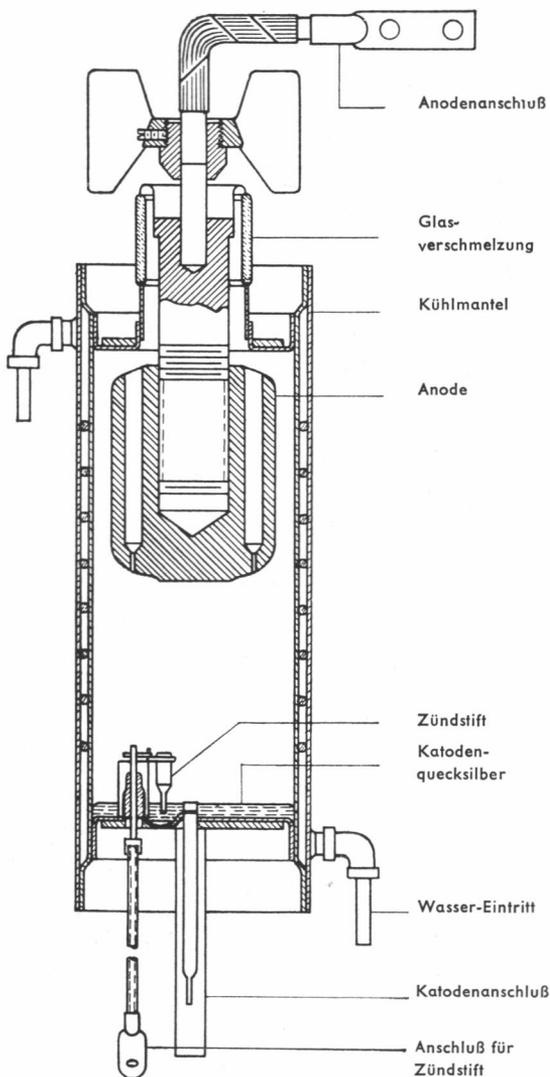


Abb. 5-1. Schematische Darstellung einer normalen Ignitronröhre für Schweißzwecke

¹⁾ Die Bezeichnung dieser Röhrenarten wurde entsprechend der in der ausländischen Fachliteratur allgemein gebräuchlichen Bezeichnungsweise gewählt.

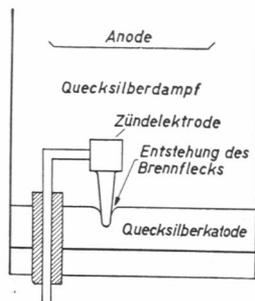


Abb. 5-2. Zündvorgang in einer Ignitronröhre

Zündelektrode

Wird an die Zündelektrode eine positive Spannung von etwa 150 V angelegt, und läßt man einen (nur kurzzeitigen) Strom von etwa 40 A fließen, so bildet sich ein kleiner Lichtbogen zwischen Quecksilber und Zündelektrode, der sofort in die Hauptentladung nach der positiven Anode übergeht. Dieser Vorgang ist so zu erklären, daß an der Oberfläche zwischen Zündelektrode und Quecksilber eine sehr hohe Feldstärke auftritt, die zur Befreiung von Elektronen aus dem Quecksilber führt. Auf der Quecksilberoberfläche entsteht ein Brennfleck, der durch die anschließende Hauptentladung zur Anode aufrechterhalten wird und erlischt, wenn die Anodenspannung unter den Wert der Bogenspannung sinkt, oder wenn der Anodenstrom einen gewissen Mindestwert unterschreitet. Die Bogenspannung ist ebenso wie bei quecksilberdampfgefüllten Thyratrons etwa 16 V, so daß die Röhrenverluste im Verhältnis zu der abgegebenen Leistung niedrig sind. Je nach dem Verwendungszweck baut man Ignitronröhren für sehr hohe Spitzenströme und niedrigere Spannungen (250...600 V) oder für hohe Strommittelwerte und hohe Spannungen. Röhren des ersteren Typs werden zur Steuerung von Schweißgeräten benutzt, während Ignitrons der zweiten Art vor allem in Gleichrichterschaltungen Verwendung finden. Im Aufbau unterscheiden sich letztere von den Schweißignitronröhren durch zusätzliche Abschirmungen zwischen Katode und Anode, wodurch die Sperrspannung wesentlich heraufgesetzt wird (bis zu mehreren tausend Volt). Ferner ist meistens eine zweite Zündelektrode eingebaut, die als Reserve dient, sowie eine Hilfsanode, die den Katodenfleck aufrechterhält, falls die Hauptentladung den Mindeststrom von etwa 10 A kurzzeitig unterschreiten sollte. Dies kann z. B. in Gleichrichterschaltungen der Fall sein, wenn der angeschlossene Verbraucher eine Gegen-EMK erzeugt. *Abb. 5-3* zeigt schematisch den Aufbau eines Gleichrichterignitrons. Natürlich kann eine solche Röhre auch in Gegenparallelschaltung für Schweißgeräte Verwendung finden, ebenso wie eine Schweißignitronröhre unter gewissen Voraussetzungen auch zum Gleichrichterbetrieb benutzt werden kann.

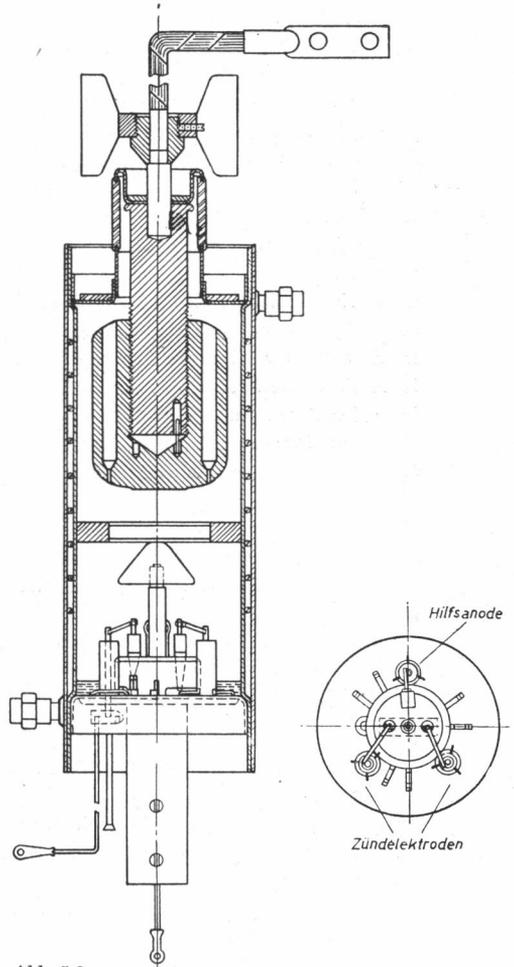


Abb. 5-3
Aufbau einer Ignitronröhre für Gleichrichterzwecke

Belastungsgrenzen

Die Grenzen der Betriebswerte von Ignitronröhren sind durch die maximal zulässigen Werte der Anodenspannung und des Anodenstroms gegeben, die kurzzeitig geführt werden können. Ein weiterer wichtiger Faktor ist die Temperatur und die Durchflußmenge des Kühlwassers. Hierdurch wird nicht allein die Größe der abgeführten Verlustleistung bestimmt, sondern auch der Quecksilberdampfdruck im Entladungsraum kontrolliert. Die *Valvo*-Röhre PL 5555 z. B. liefert einen mittleren Anodenstrom von 200 A; bei einer Bogen-spannung von etwa 17 V ist also eine Verlustleistung von rd. 3,5 kW abzuführen. Da die Massen der Elektroden von Ignitronröhren – wie allgemein bei Elektronenröhren – verhältnismäßig klein sind, stellt sich bereits bei kurzzeitiger Belastung sehr schnell ein Temperaturngleichgewicht ein. Außerdem tritt bei auch nur kurzzeitigen hohen Anodenstromspitzen eine spontane Verdampfung einer beträchtlichen Quecksilbermenge ein, die zu einer erheblichen Erhöhung des Dampfdrucks führt (eine Elektrizitätsmenge von 100 Amperesekunden bewirkt eine Verdampfung von etwa 0,75 g Quecksilber). Es muß daher durch ausreichende Wasserkühlung Sorge dafür getragen werden, daß der Druckanstieg im Entladungsraum nicht zum Aussetzen der Entladung oder zu Rückzündungen führt. Roh gerechnet verdoppelt sich der Quecksilberdampfdruck jeweils von 10 zu 10 Grad Temperaturzunahme, so daß bei höheren Temperaturen die höchstzulässige Grenze sehr schnell erreicht werden kann. Die untere Temperaturgrenze ist einmal durch den Gefrierpunkt des Kühlwassers und zum anderen durch den bei tiefen Temperaturen zu niedrigen Quecksilberdampfdruck gegeben, der eine genügende Ionenbildung verhindert. Der Zünder arbeitet allerdings sogar noch bei gefrorenem Katodenquecksilber.

Die Betriebsdaten der Zündelektrode sind durch die höchstens zur Zündung erforderlichen Werte des Stroms und der Spannung gegeben, ferner durch die maximal an der Zündelektrode zulässige positive und negative Spannung. Während die positive Spannung im allgemeinen gleich der Anodenspannung sein kann, ist die negative Spannung höchstens einige Volt, da ein Strom in umgekehrter Richtung nicht zulässig ist. In diesem Falle würde sich ein Brennfleck auf dem Zünder bilden, der hierdurch nach kurzer Zeit zerstört werden könnte. Aus diesem Grund wird ein Schaltelement, das den Strom nur in einer Richtung passieren läßt, z. B. ein Trockengleichrichter oder ein Thyatron, in Serie mit der Zündelektrode geschaltet.

Steuerung von Widerstandsschweißmaschinen

Ein wesentliches Anwendungsgebiet der Ignitronröhren ist die Steuerung von Widerstandsschweißgeräten. Ein solches Gerät enthält einen Leistungstransformator, in dem der Primärstrom auf die zum Schweißen erforderlichen hohen Werte herauftransformiert wird. Der Primärstromkreis wird je nach der gewünschten Dauer der Schweißung geschlossen und wieder unterbrochen, wozu bisher besonders konstruierte Schaltschütze benutzt wurden. Es zeigte sich jedoch, daß mechanische Schalter diesen Beanspruchungen auf die Dauer nicht immer gewachsen sind. Da auch die im Primärkreis fließenden Ströme oft recht beträchtlich sind, treten vielfach schon nach kurzer Betriebsdauer Störungen durch den Abbrand der Schaltkontakte auf. Außerdem arbeitet ein mechanischer Schalter mit einer gewissen Trägheit, die die Genauigkeit der Schweißzeitkontrolle und damit die Güte

der Schweißung beeinträchtigt. Man verwendet daher mit großem Vorteil an Stelle der mechanischen Schalter zwei Ignitronröhren, die antiparallel in den Primärstromkreis des Schweißtransformators geschaltet sind. Das Prinzipschema zeigt *Abb. 5-4*. I_1 , I_2 sind die beiden Ignitrons, R_1 , R_2 zwei Widerstände, G_1 , G_2 zwei Trockengleichrichter, S_1 ein Schutzschalter, der den Stromkreis bei Ausbleiben des Kühlwassers unterbricht, und S_2 der Einschalter. Parallel zu der Primärwicklung liegt ein Widerstand, der eine zweifache Aufgabe zu erfüllen hat. Man muß sich vorstellen, daß sich die Entladung in einer Ignitronröhre aus einer Reihe parallel geschalteter „Stromfäden“ zusammensetzt, von denen jeder einen Strom von etwa 10 A führt. Wenn nun zum Ende einer Halbperiode der Strom abnimmt, löschen die Stromfäden nacheinander, bis schließlich auch der letzte abbricht. Da es sich aber immerhin um einen Strom von noch etwa 10 A handelt, der plötzlich unterbrochen wird, entsteht eine Spannungsspitze an der Primärwicklung des Schweißtransformators. Der Widerstand dient zum Dämpfen dieser Spannung, ferner zur Vorbelastung des Ignitronstromkreises, falls der Schweißtransformator den Mindeststrom von 10 A nicht aufnehmen sollte.

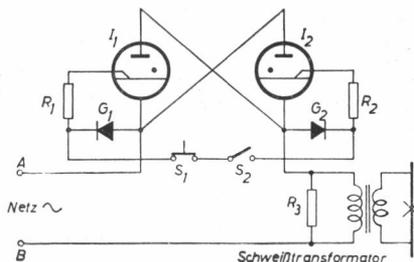


Abb. 5-4

Schaltung eines einfachen Schweißzeit Schalters mit zwei gegenparallel geschalteten Ignitronröhren

Zur Erläuterung der Arbeitsweise der Schaltung nach *Abb. 5-4* sei angenommen, daß im Augenblick des Schließens von S_2 der untere Pol des Netzes (B) positiv ist. Der Strom fließt dann von B über den Verbraucher zu der Katode des Ignitrons I_2 , von dort über den Trockengleichrichter G_2 (der Weg über den Zünder von I_2 und R_2 stellt einen viel höheren Widerstand dar), über S_2 , S_1 und den Widerstand R_1 zur Zünderlektrode der Röhre I_1 , da der Trockengleichrichter G_1 diese Stromrichtung sperrt. Es fließt nun über die Zünderlektrode ein Stromimpuls, der zur Erzeugung des Brennflecks ausreicht, worauf die Hauptentladung in der Röhre I_1 einsetzt und den bisher über die Zünderlektrode fließenden Strom fast völlig übernimmt. Bei Beendigung des Stromflusses durch I_1 steht infolge der Induktivität des Transformators eine positive Spannung an der Anode des Ignitrons I_2 , so daß diese Röhre sofort zündet, sobald sich die Richtung des Stroms umkehrt. In dieser Weise zünden die beiden Röhren I_1 und I_2 abwechselnd so lange, bis der Stromkreis durch S_2 wieder unterbrochen wird. An Stelle des Schalters S_2 kann ein besonderer mechanischer oder elektronischer Zeitgeber vorgesehen werden, der die Einschaltzeiten und die Pausen genau zu kontrollieren gestattet; derartige Zeitgeber werden im Teil II.12 noch ausführlich behandelt werden.

Leistungsdiagramm

Die Auswahl der für ein bestimmtes Schweißgerät geeigneten Ignitronröhren richtet sich nach der maximalen Schweißleistung, die von der Maschine verlangt wird. Die Leistungsfähigkeit der Ignitronröhren ist aus Diagrammen zu ersehen, die von den Röhrenherstellern herausgegeben werden und in denen die mit zwei antiparallel geschalteten Röhren zu er-

reichende Schweißleistung in Abhängigkeit von dem mittleren Anodenstrom je Röhre dargestellt ist (Abb. 5-5). Diese Diagramme gelten im allgemeinen für einen Netzspannungsbereich von 250...600 V_{eff}, d.h. bei niedrigeren Netzspannungen sind die sich für 250 V ergebenden Stromwerte anzunehmen. Das Leistungsdiagramm der Röhre PL 5555 gilt für eine Netzspannung von 2400 V_{eff}.

Bei vorgegebener Netzspannung U ergibt sich bei der Schweißleistung W (kVA) ein Strom

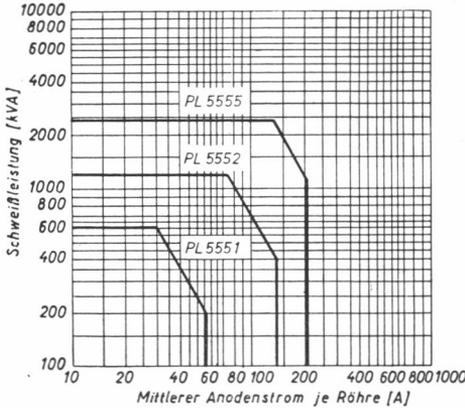


Abb. 5-5
Leistungsdiagramme verschiedener Ignitronröhren

$$I = \frac{1000 \cdot W}{U} [A_{\text{eff}}] \quad (5.1)$$

während der Mittelwert des je Röhre gelieferten Stroms

$$I_m = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I = \frac{1000 \cdot \sqrt{2} \cdot W}{\pi \cdot U} [A] \quad (5.2)$$

ist. Die zugehörige Integrationszeit t_0 berechnet sich aus dem sich bei maximaler Schweißleistung und der vorgegebenen Netzspannung ergebenden Mittelwert des je Röhre gelieferten Stroms \bar{I}_m , dessen Dauer mit einer halben Sekunde angenommen wird, und dem zugehörigen

maximalen mittleren Anodenstrom je Röhre I_a , der aus dem Leistungsdiagramm zu entnehmen ist. Es gilt dann

$$t_0 \cdot I_a = \frac{1}{2} \cdot \bar{I}_m = \frac{\sqrt{2}}{2\pi} \bar{I} \quad (5.3)$$

Hieraus folgt, daß

$$t_0 = 0,225 \cdot \frac{\bar{I}}{I_a} \quad (5.4)$$

ist.

Die Zeit t je Integrationsperiode, während der ein Strom mit dem Mittelwert I_m je Röhre fließen darf, ergibt sich somit zu

$$t = \frac{I_a \cdot t_0}{I_m} [s] \quad (5.5)$$

Häufig arbeitet man mit dem Begriff der sogenannten Einschaltdauer ED , wobei diese definiert ist zu

$$ED = \frac{t}{t_0} \cdot 100 = \frac{I_a}{I_m} \cdot 100 \% \quad (5.6)$$

Ein Beispiel soll diese Verhältnisse verdeutlichen. Es sei eine Schweißleistung von $W = 1200$ kVA gefordert, während als Netzspannung 500 V zur Verfügung stehen. Zur

Verwendung gelangen sollen zwei Röhren PL 5552, die diese Leistung maximal zu entnehmen gestatten. Aus Gl. (5.1) folgt als Effektivstrom

$$I = \frac{1\,200\,000}{500} = 2400 \text{ [A]}$$

Aus dem Leistungsdiagramm (Abb. 5-5) ist für die maximale Schweißleistung von 1200 kVA ein maximaler mittlerer Anodenstrom von 75,6 A zu entnehmen. Die Integrationszeit wird dann in diesem Falle

$$t_0 = 0,225 \cdot \frac{2400}{75,6} = 7,1 \text{ [s]}$$

Als Mittelwert des je Röhre gelieferten Stroms ergibt sich

$$I_m = \frac{1,41 \cdot 2400}{3,14} = 1080 \text{ [A]}$$

Die Zeit, während der dieser Strom je Röhre höchstens fließen darf, ist

$$t = \frac{75,6 \cdot 7,1}{1080} = 0,5 \text{ [s]}$$

und die entsprechende Einschaltdauer ist

$$ED = \frac{0,5 \cdot 100}{7,1} = 7\%$$

Es kann also von zwei Röhren PL 5552 ein Wechselstrom von 2400 A_{eff} bei einer Netzspannung von 500 V mit einer Einschaltdauer von 7% geliefert werden. Dieser Punkt ist in dem Diagramm nach Abb. 5-6 wiederzufinden, das den Effektivstrom für zwei Röhren in Abhängigkeit von der Einschaltdauer für eine Netzspannung von 500 V wiedergibt. Abb. 5-7 zeigt ein entsprechendes Diagramm für eine Netzspannung von 250 V.

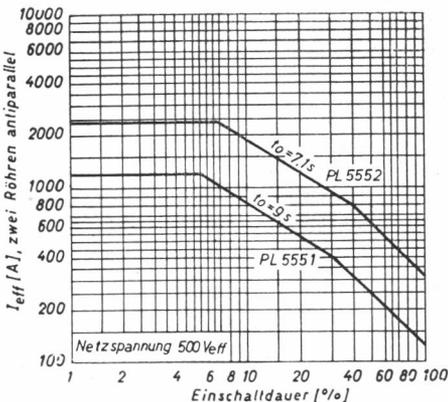


Abb. 5-6. Wechselstrom durch zwei gegenparallel geschaltete Ignitronröhren in Abhängigkeit von der Einschaltdauer bei 500 V Netzspannung

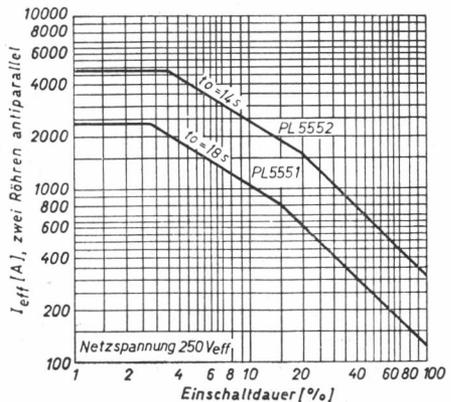


Abb. 5-7. Wechselstrom durch zwei gegenparallel geschaltete Ignitronröhren in Abhängigkeit von der Einschaltdauer bei 250 V Netzspannung

Phasenanschnitt durch Thyatronsteuerung

In vielen Fällen werden an die gleichbleibende Qualität der Schweißung und damit an den präzisen Einsatz jeder Stromhalbwelle zu dem dem $\cos\varphi$ der Belastung entsprechenden Zeitpunkt erhöhte Anforderungen gestellt. Außerdem ist es oft wünschenswert, die

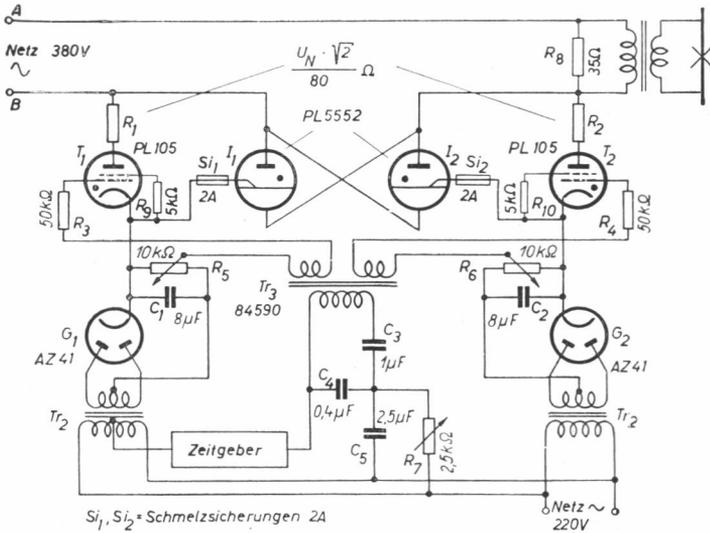


Abb. 5-8. Zündung von gegenparallel geschalteten Ignitrons durch Thyatronröhren

Ignitronröhren in jeder Halbperiode mit einer gewissen einstellbaren Verzögerung zünden zu lassen, um auf diese Weise die dem Schweißstück zugeführte Leistung genau dosieren zu können. In diesem Fall können die Ignitronröhren durch besondere Thyatronen gesteuert werden, wie in der *Abb. 5-8* gezeigt ist. In Serie mit den Zündelektroden liegen zwei Thyatronen T_1 und T_2 . Angenommen, der Pol B sei positiv, so kann die Röhre T_1 durch einen positiven Impuls am Gitter gezündet werden. Es fließt darauf ein Stromstoß von etwa 40 A über T_1 und die Zündelektrode von I_1 , wodurch das Ignitron I_1 zündet. In der darauffolgenden negativen Halbperiode wird das Ignitron I_2 über das Thyatron T_2 in entsprechender Weise zum Zünden gebracht. Die Zündimpulse für T_1 und T_2 , die gegeneinander die feste Phasenverschiebung von 180° haben, werden dem Impulstransformator Tr_3 entnommen. Die Primärwicklung dieses Transformators liegt an einer Phasenbrücke, die im wesentlichen aus der Primärwicklung von Tr_2 , dem Kondensator C_5 und dem Regelwiderstand R_7 besteht. Die Wirkungsweise einer solchen Phasenbrücke wurde bei der Behandlung der verschiedenen Methoden zur Zündung von Thyatronröhren bereits im Teil I.3 eingehend erläutert. Die Thyatronen erhalten jeweils eine einstellbare negative Grundgitterspannung aus zwei Gleichrichtern, die mit den Röhren G_1 und G_2 bestückt sind. Durch

R_7 kann nun die Phasenverzögerung der Impulse beliebig eingestellt werden, so daß man auch Schweißzeiten erhält, die kürzer sind als eine Periode. Der Zeitgeber besorgt das Ein- und Ausschalten je nach der gewünschten Schweißdauer und den dazwischenliegenden Pausen.

Abb. 5-9 zeigt den Verlauf des Stromes und der Spannungen in einem solchen Stromkreis, und zwar ohne und mit Zündverzögerung. Der Übersichtlichkeit halber ist dabei der theoretische Fall $\cos \varphi = 0$ angenommen worden.

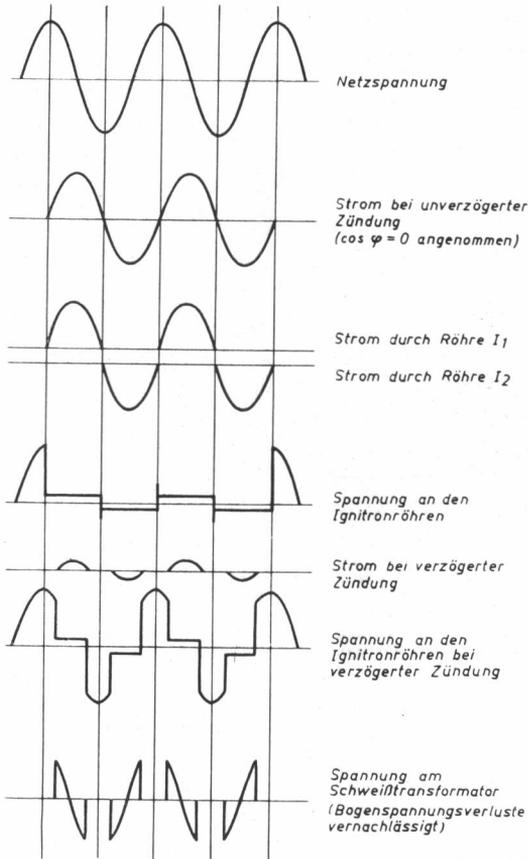


Abb. 5-9. Verlauf des Stromes und der Spannungen in einem Stromkreis nach Abb. 5-8 ($\cos \varphi = 0$ angenommen)

Ignitrons in Gleichrichterschaltungen

Ignitronröhren werden außer in Schweißgeräten vielfach in industriellen Gleichrichteranlagen benutzt, bei denen durch phasenverschobenen Zündensatz eine stufenlose Regelung der abgegebenen Leistung möglich wird. Solche Gleichrichter dienen z. B. zur Stromversorgung von Walzwerken, Förderanlagen, elektrischen Lokomotiven und anderen mehr. Die Prinzipschaltungen sind die gleichen, wie sie bereits bei der Behandlung der Gleichrichterröhren (Teil I.2) besprochen wurden. Auf die dabei benutzten speziellen Zündschaltungen soll an anderer Stelle (Teil II.13) eingegangen werden. Als Beispiel für die praktische Ausführung einer solchen Röhre für Gleichrichterzwecke ist in *Abb. 5-10* die Type PL 5555 gezeigt.

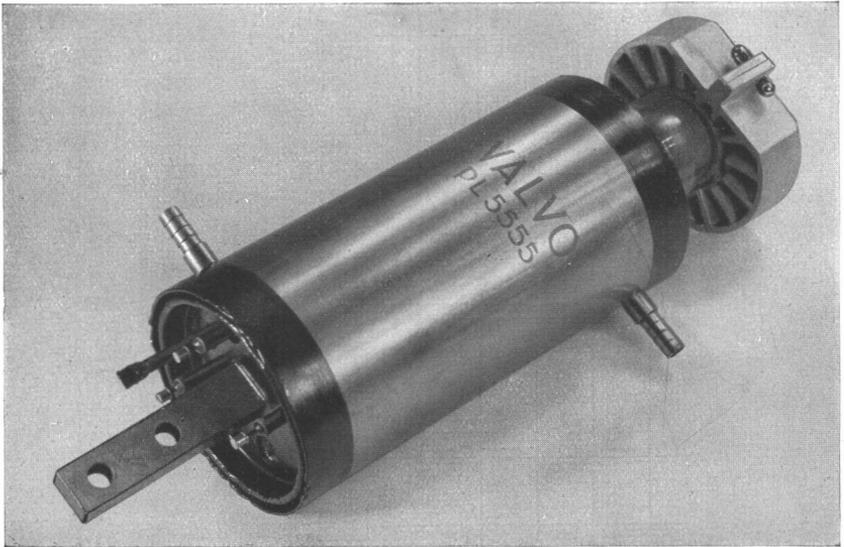


Abb. 5-10. Handelsübliche Ausführung eines Gleichrichterignitrons

Vakuumpfung

Die Lebensdauer von Ignitronröhren ist im allgemeinen ebenso groß, wenn nicht größer als die anderer gasgefüllter Röhren. Falls eine Röhre versagen sollte, so ist die mögliche Fehlerursache Verschlechterung des Vakuums oder Aussetzen des Zünders. Die Verschlechterung des Vakuums ist daran zu erkennen, daß die Röhre Strom leitet, ohne daß der Zünder in Tätigkeit getreten ist. Die Vakuumpfung kann daher z. B. in der Weise erfolgen, daß man eine Spannung von etwa 5...10 kV zwischen Anode und Katode legt, wobei der etwa fließende Strom durch einen Vorwiderstand auf 10...50 mA zu begrenzen ist. Läßt die Röhre während einer längeren Zeit als eine Minute Strom durch, so kann die „Nachhärtung“ versucht werden, indem man die Röhre vorsichtig in unterbelastetem Zustand in Betrieb nimmt. Zeigt sich bei der Wiederholung der Hochspannungsprüfung

weiterhin Stromdurchgang, so muß die Röhre ausgedient werden. Die Prüfung auf Vakuumfehler kann ebenfalls verhältnismäßig einfach mit einem Funkeninduktor erfolgen, dessen Pol z.B. an die gläserne Anodendurchführung gelegt wird. Zeigt sich ein anhaltendes rötliches Aufleuchten im Innern der Röhre, so hat sie Luft gezogen und muß ersetzt werden. Röhren mit schlechtem Vakuum verursachen häufig Rückzündungen, die an heftigem Aufleuchten oder dem Entstehen von rotglühenden Funken im Innern der Röhre zu erkennen sind.

Prüfung auf Zündstiftfehler

Röhren, bei denen der Zündstift verbrannt ist (z.B. durch Stromdurchgang in verkehrter Richtung), neigen zu Fehlzündungen. Eine, wenn auch nicht immer zuverlässige Methode zur Feststellung eines solchen Schadens ist die Messung des Widerstandes zwischen Zündelektrode und Quecksilberkatode. Bei guten Röhren liegt der Widerstand meistens zwischen 10 und 150 Ohm, er streut jedoch gelegentlich im Bereich von 5...500 Ohm. Einfacher ist die Prüfung, ob der Zündstift „naß“ geworden ist. Diese Erscheinung tritt zuweilen bei Röhren auf, die strommäßig stark überlastet worden sind. Bei übermäßig starken Strömen können sich nämlich auch Brennflecke auf der Metallwand des Kolbens bilden, wodurch Metall verdampft und das Quecksilber verunreinigt. Durch den sich an dem Zündstift bei jeder Zündung bildenden Lichtbogen verdampft das Metall erneut und schlägt sich nunmehr auf dem Zünder nieder, wo es amalgamiert. Eine einfache Prüfmethode ist die Messung des Widerstands zwischen Zündstift und Katode, wenn man die Röhre langsam neigt. Ist der Zünder in Ordnung, so vergrößert sich der Widerstand langsam in dem Maße, wie der Stift sich aus dem Quecksilber hebt; ist er jedoch „naß“, so bleibt der Widerstand konstant und springt erst dann auf einen höheren Wert, wenn der Zündstift ganz aufgetaucht ist.

Wenn sich eine Röhre dem Ende ihrer Lebensdauer nähert, beginnt sie schwerer zu zünden, d.h., es ist dann ein längerer und stärkerer Stromimpuls über die Zündelektrode erforderlich, um die Hauptentladung einzuleiten. Bei der oben beschriebenen Zündschaltung mit einem Thyatron erkennt man diesen Zustand an einem besonders intensiven Aufleuchten dieser Röhre bei jedem Zündvorgang. Es empfiehlt sich dann eine laufende Beobachtung, um im gegebenen Moment den Austausch gegen eine neue Röhre vornehmen zu können.

Excitronröhren

Eine ebenfalls in industriellen Geräten gelegentlich verwendete Röhre ist das sogenannte Excitron. Es handelt sich hierbei gleichfalls um eine Gasentladungsröhre mit Quecksilberkatode, die mit einem Zündstift und einer Hilfsanode ausgerüstet ist. Im Gegensatz zum Ignitron wird der Zündstift jedoch nur ein einziges Mal beim Einschalten des Gerätes betätigt, worauf der sich bildende Brennfleck durch die Hilfsanode ständig aufrechterhalten wird. Weiterhin hat die Röhre eine Anode und ein Steuergitter; sie verhält sich also nach einmal erfolgter Zündung der Hilfsentladung ganz wie ein Thyatron. Da einerseits die Gefäßwand wie beim Ignitron meistens aus Stahl besteht, andererseits ständig eine Entladung zur Hilfsanode aufrechterhalten wird, ist die Quecksilberkatode mit einem Ring aus isolierendem Material umgeben, um zu verhindern, daß der Katodenfleck an die Gefäß-

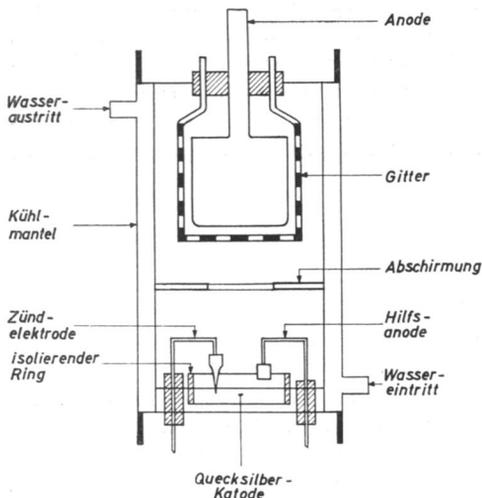


Abb. 5-11. Schematische Darstellung einer Excitronröhre

wand wandert. Ferner sind im allgemeinen besondere Abschirmungen zwischen Katode und Anode angeordnet, um eine hohe Spannungsfestigkeit während der Sperrphase zu erreichen.

Excitronröhren werden vorwiegend für Gleichrichter größerer Leistung gebaut; in vielen Fällen werden ihnen jedoch Ignitrons oder mehranodige pumpenlose Eisengefäße vorgezogen, so daß ihre Verbreitung nicht groß ist. In der Abb. 5-11 ist die schematische Darstellung einer Excitronröhre gezeigt. Die elektrischen Eigenschaften dieser Röhrenart entsprechen nach ihrer Konstruktion durchaus denen der Thyatron- bzw. Ignitronröhren, so daß sich eine weitere Beschreibung erübrigt.

6. Stabilisatorröhren

Spannungsstabilisatorröhren sind Gasentladungsgefäße, die zur Konstanthaltung von Spannungen oder zum Glätten von Spannungsschwankungen benutzt werden, die z. B. durch Belastungsänderungen oder durch Netzspannungsschwankungen entstehen. Außerdem dienen sie zuweilen zur Spannungsbegrenzung und zur Kippspannungserzeugung. Für diese Zwecke werden sie in großem Umfang in der Schwach- und Starkstromtechnik, der Rundfunktechnik und der industriellen Elektronik verwendet.

Strom-Spannungs-Kennlinie

Die Arbeitsweise beruht auf dem besonderen Verlauf der Strom-Spannungs-Kennlinie einer gasgefüllten Röhre mit kalter Katode (Abb. 6-1). Bei Anlegen einer bestimmten Spannung U_0 , der Zündspannung, treten aus der Katode Elektronen so hoher Geschwindigkeit aus, daß die in ihrem Weg befindlichen Gasatome ionisiert werden. Die entstehenden Ionen wandern zur Katode und befreien dort neue Elektronen. Werden ebensoviele Elektronen erzeugt wie Ionen vorhanden sind, so entsteht ein stationärer Zustand; die Röhre hat gezündet. Bei zunehmendem Strom jedoch erhöht sich die Ionisation so stark, daß zur Aufrechterhaltung der Glimmentladung kleinere Geschwindigkeiten der Primärelektronen genügen; infolgedessen nimmt die an der Röhre benötigte Spannung auf den Wert der Brenn-

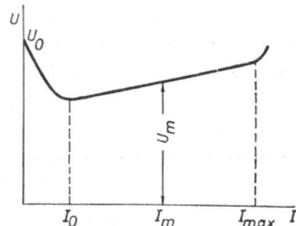


Abb. 6-1. Strom-Spannungs-Kennlinie einer Stabilisatorröhre

spannung ab. Eine weitere Stromerhöhung zeigt ein nur sehr langsames Anwachsen der Brennspannung, die nunmehr zum größten Teil durch einen an der Katode entstehenden Spannungsabfall gegenüber einer positiven Ionenraumladung dargestellt wird. Dieser Effekt wird in den Spannungsstabilisatorröhren ausgenutzt, wobei als stabilisierte Spannung die mittlere Brennspannung U_m anzusehen ist. Zu beachten ist jedoch, daß oberhalb eines Stromwertes I_{\max} die Brennspannung wieder ansteigt, bis die Glimmentladung in eine Bogenentladung übergeht. Da durch den dann fließenden starken Strom und die in der Röhre erzeugte Verlustwärme die Gefahr einer Überlastung und raschen Zerstörung der Röhre besteht, müssen Stabilisatorröhren stets über einen geeignet dimensionierten Vorwiderstand an die Spannungsquelle angeschlossen werden, falls diese nicht selbst einen genügend hohen inneren Widerstand hat.

Wechselstromwiderstand

Es ist einleuchtend, daß die stabilisierende Wirkung um so größer ist, je horizontaler der flache Teil der Kennlinie verläuft. Nimmt man diesen Teil als geradlinig an, so läßt er sich durch die Gleichung

$$U = U_m + \Delta I \cdot R_w \tag{6.1}$$

darstellen, wobei der sogenannte Wechselstromwiderstand mit

$$R_w = \frac{\Delta U}{\Delta I} \tag{6.2}$$

definiert ist. Erwünscht ist also offenbar stets ein möglichst kleiner Wert von R_w .

Grundsaltung zur Spannungsstabilisierung

Im Fall der Glättung einer gegebenen Gleichspannung mit bestimmter Schwankung wird man im allgemeinen eine Schaltung nach *Abb. 6-2* benutzen. Zunächst ist klar, daß die Speisespannung U_b größer sein muß als die Zündspannung. Nimmt U_b um einen bestimmten Betrag ΔU_b zu oder ab, so wird auch der durch R_1 fließende Strom zu- bzw. abnehmen. Da die Spannung an der Röhre praktisch konstant ist, und zwar unabhängig von dem hindurchfließenden Strom, wird die volle Spannungsschwankung an R_1 auftreten, so daß man schreiben kann

$$\Delta I = \frac{\Delta U_b}{R_1} \tag{6.3}$$

Da die am Verbraucherwiderstand R_2 stehende Spannung und damit auch der hindurchfließende Strom I_2 einigermaßen konstant sind, geht diese Stromschwankung praktisch in ihrer Gesamtheit durch die Röhre, so daß sich die nach der Stabilisierung noch verbleibende Spannungsschwankung ΔU_2 am Verbraucher nach Gl. (6.1) zu

$$\Delta U_2 = \Delta I \cdot R_w = \frac{R_w}{R_1} \cdot \Delta U_b \tag{6.4}$$

ergibt.

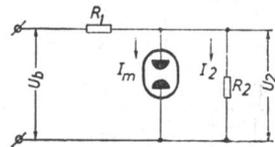


Abb. 6-2. Grundsaltung einer Stabilisatorröhre

Ermittlung des Vorwiderstandes

Zur Erzielung einer guten Stabilisierungswirkung müßte also R_1 möglichst groß gemacht werden, allerdings ist eine Grenze durch den Mindeststrom I_0 gegeben, der durch die Röhre fließen muß, wenn sie nicht erlöschen soll. Es muß daher

$$U_b - \Delta U_b - U_m \geq R_1 \cdot (I_0 + I_2) \quad (6.5)$$

oder

$$R_1 \leq \frac{U_b - \Delta U_b - U_m}{I_0 + I_2} \quad (6.6)$$

sein. Andererseits erfährt R_1 eine Begrenzung dadurch, daß die Möglichkeit der Zündung der Röhre gegeben sein muß. In gelöschtem Zustand verteilt sich die Speisespannung U_b über die Widerstände R_1 und R_2 , und es muß also dafür gesorgt werden, daß der an R_2 stehende Spannungsanteil größer als die Zündspannung U_0 ist, d.h., es muß

$$\frac{U_b - \Delta U_b}{R_1 + R_2} \cdot R_2 > U_0 \quad (6.7)$$

oder, mit $R_2 = \frac{U_m}{I_2}$,

$$R_1 < \frac{(U_b - \Delta U_b - U_0) \cdot U_m}{U_0 \cdot I_2} \quad (6.8)$$

sein. Es zeigt sich, daß in der Praxis die Bedingung (6.8) einen niedrigeren Grenzwert für R_1 ergibt als die Bedingung (6.6). Das bedeutet also, daß man sich der Zündung wegen mit einer geringeren Glättung begnügen muß, als das sonst erforderlich wäre. Nun ist schließlich noch der maximal zulässige Strom I_{\max} der Stabilisatorröhre zu berücksichtigen. Ändert sich die Betriebsspannung von $U_b - \Delta U_b$ auf $U_b + \Delta U_b$, so nimmt der durch die Röhre fließende Strom zu, darf jedoch den Wert I_{\max} nicht überschreiten. Da die an R_2 stehende Spannung und damit auch I_2 praktisch konstant bleiben, kann man die Bedingung aufstellen

$$R_1 \geq \frac{U_b + \Delta U_b - U_m}{I_{\max} + I_2} \quad (6.9)$$

Hierdurch ist die untere Grenze des Vorwiderstandes definiert. Als praktisches Beispiel zur Veranschaulichung des Vorhergehenden soll angenommen werden, daß eine Gleichspannung von 200 V, die den heutzutage vorkommenden Netzspannungsschwankungen entsprechend um $\pm 15\%$, also von 170 bis 230 V schwankt, bei einem Verbraucherstrom von 2 mA auf 85 V stabilisiert werden soll. Zur Verwendung vorgesehen sei die Valvo-Stabilisatorröhre 85A1 (Abb. 6-3), die die folgenden technischen Daten hat:

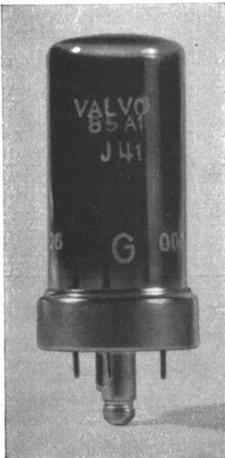


Abb. 6-3. Stabilisatorröhre
(Valvo 85A 1)

Brennspannung (U_m)	= 85 V
Zündspannung (U_0)	= 125 V
Wechselstromwiderstand (R_w)	= 430 Ω
Max. Querstrom (I_{\max})	= 8 mA
Min. Querstrom (I_0)	= 1 mA

Hieraus ergibt sich nach Gl. (6.6)

$$R_1 \leq \frac{200 - 30 - 85}{1 + 2} = 28 \text{ k}\Omega$$

jedoch folgt nach Gl. (6.8)

$$R_1 < \frac{(200 - 30 - 125) \cdot 85}{125 \cdot 2} = 15,3 \text{ k}\Omega$$

während sich aus Gl. (6.9)

$$R_1 \geq \frac{200 + 30 - 85}{8 + 2} = 14,5 \text{ k}\Omega$$

ergibt.

Man wird also R_1 mit $15 \text{ k}\Omega$ wählen; somit ergibt sich nach Gl. (6.4)

$$\Delta U_2 = \frac{430 \cdot 30}{15000} = 0,86 \text{ V}$$

Bei einer prozentualen Änderung der Eingangsspannung von $\pm 15\%$ ändert sich die Ausgangsspannung parallel zu der 85A 1 in diesem Belastungsfall nur um etwa $\pm 1\%$.

Multiplikative Stabilisierungsschaltung

Falls eine höhere stabilisierte Spannung benötigt wird, als die Brennspannung der zur Verfügung stehenden Röhre ist, können mehrere Stabilisatorröhren hintereinander geschaltet werden. Von derartigen Kombinationen läßt sich eine gemeinsame Kennlinie konstruieren, indem man die Spannungen an den einzelnen Röhren bei verschiedenen Stromwerten addiert. Ebenso ist der resultierende Wechselstromwiderstand gleich der Summe der Wechselstromwiderstände der einzelnen Röhren. Zum Zünden einer solchen Röhrenkette kann man jedoch mit einer Spannung auskommen, die kleiner als die Summe der einzelnen Zündspannungen ist. Überbrückt man, wie es die Abb. 6-5 zeigt, eine der Röhren durch einen Widerstand R_3 , der in diesem Fall sehr hoch, z. B. $0,1 \dots 0,2 \text{ M}\Omega$, sein darf, so werden die anderen Röhren gezündet, an denen sodann der Spannungsabfall $2 \cdot U_m$ auftritt. Die

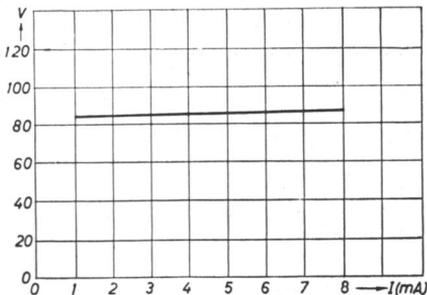


Abb. 6-4. Kennlinie der Stabilisatorröhre
Valvo 85 A 1 (Abb. 6-3)

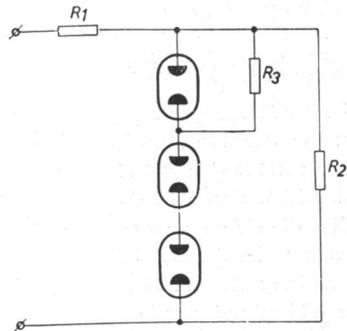


Abb. 6-5. Hintereinanderschaltung
mehrerer Stabilisatorröhren

restliche Spannung zündet die überbrückte Röhre. Zur Erreichung eines größeren Querstroms ist es jedoch nicht zulässig, mehrere Röhren parallel zu schalten. Man wählt in diesem Fall eine Röhre mit größerem Strombereich.

Eine extrem hohe Stabilisierung läßt sich durch die sogenannte multiplikative Stabilisierungsschaltung erreichen (Abb. 6-6). Die Stabilisatorröhren I und II erzeugen einen

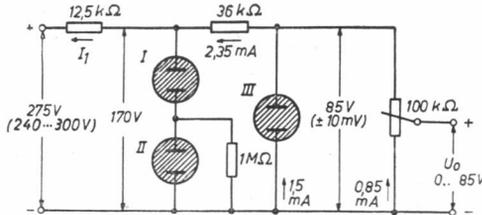


Abb. 6-6. Mehrfache Stabilisierung einer Spannung mit drei Röhren 85 A 1

bereits praktisch konstanten Stabilisierungsstrom für die Röhre III. Am Potentiometer kann die Ausgangsspannung abgenommen werden, die bei $\pm 10\%$ iger Schwankung der Eingangsspannung nur noch um etwa $\pm 0,005\%$ schwankt. Für diesen Zweck ist die Type 85A1 besonders geeignet.

Erzeugung von Kippschwingungen

Gelegentlich werden Stabilisatorröhren zur Erzeugung von Kippschwingungen benutzt, wobei eine Schaltung nach Abb. 6-7 in Frage kommt. Die Röhre liegt über einem Widerstand R_1 an einer Gleichspannungsquelle U_b ; außerdem ist noch ein Kondensator C par-

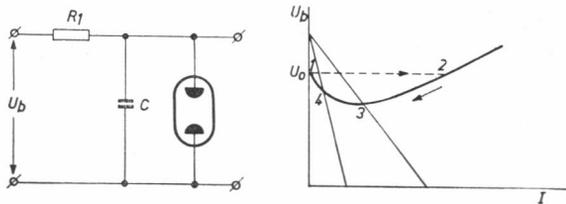


Abb. 6-7. Schaltung zur Erzeugung von Kippschwingungen

allel zur Röhre geschaltet. Der Kondensator wird über R_1 aufgeladen, bis die Zündspannung U_0 der Röhre erreicht ist. In diesem Augenblick zündet die Röhre, und der Kondensator entlädt sich mit einer Stromstärke, wie sie dem Punkt 2 auf der Röhrenkennlinie entspricht. Nunmehr sinkt die Spannung am Kondensator und auch der Entladestrom, wobei die Kennlinie von 2 nach 3 durchlaufen wird. Währenddessen wird über R_1 jedoch Strom nachgeliefert, so daß die Spannung an C einen konstanten Wert annimmt, falls die Entladung über die Röhre der Stromzufuhr über R_1 gleich wird. Dies ist der Fall, wenn die Widerstandsgerade

$$u = U_b - I \cdot R_1 \tag{6.10}$$

die Kennlinie im Punkte 3 schneidet; in diesem Fall treten also keine Schwingungen auf.

Hat der Widerstand R_1 jedoch einen größeren Wert, so wird die Röhrenkennlinie weiter durchlaufen, und nun müßte die Spannung an C wieder zunehmen, um den Punkt 4 zu erreichen. Dies ist jedoch nicht möglich, denn solange Punkt 4 noch nicht erreicht ist, ist der durch die Röhre fließende Entladestrom größer als der Ladestrom über R_1 ; daher nimmt die Spannung an C weiter ab, worauf die Röhre löscht. Anschließend kann sich der Kondensator wieder aufladen, worauf der Kreislauf von neuem beginnt. Wie man sieht, muß also bei einer derartigen Schaltung darauf geachtet werden, daß R_1 so groß ist, daß der Schnittpunkt der Widerstandsgeraden mit der Röhrenkennlinie stets links von ihrem Minimum liegt.

Elektronische Stabilisierung

In elektronischen Regelgeräten, bei denen eine veränderliche physikalische Größe (Druck, Temperatur, Geschwindigkeit, Drehzahl usw.) durch eine Spannung dargestellt wird, ist eine sehr konstante Vergleichsspannung erforderlich. Hierzu benutzt man Stabilisatorröhren besonders hoher Konstanz, wie z.B. die Typen *Valvo* 85 A 1 oder 85 A 2. Bei diesen Röhren besteht die Katode aus reinem Molybdän, und zur Vermeidung von Veränderungen an ihrer Oberfläche und Verunreinigungen des Füllgases ist die Innenseite des Glaskolbens mit einer Molybdänschicht überzogen. Diese Metallisierung dient als Schutzschirm zwischen der Gasentladung und dem Kolben und zugleich als Getter, da noch etwa vorhandene Verunreinigungen von ihr absorbiert werden.

In Abb. 6-8 ist eine Schaltung zur Stabilisierung einer Spannung unter Verwendung einer Röhre 85 A 1 dargestellt. Eine Zunahme der Eingangsspannung U_1 verursacht eine entsprechende Erhöhung von U_2 , wodurch das Steuergitter der Verstärkerpentode EF 42 positiver wird. Infolge des größeren Anodenstroms sinkt die Spannung an der Anode der EF 42 und damit auch am Steuergitter der Leistungspentode EL 41. Der hierdurch zunehmende Spannungsabfall an dieser Röhre bewirkt die Stabilisierung der Ausgangsspannung U_2 . Die 85 A 1 liefert in dieser Schaltung an der Katode der EF 42 eine Bezugsspannung, von deren Konstanz die Stabilität der Ausgangsspannung U_2 abhängt. Der dieser Stabilisierungsschaltung maximal entnehmbare Strom ist durch den höchstzulässigen Anodenstrom bzw. die Anodenverlustleistung der EL 41 bestimmt und kann natürlich durch Wahl einer leistungsfähigeren Röhre erhöht werden.

Bei der Verwendung von Stabilisatorröhren ist darauf zu achten, daß sie zwar zwei gleiche Elektroden haben, die jedoch während des Herstellungsprozesses polarisiert worden sind. Es muß daher die als Anode bezeichnete Elektrode stets an den positiven Pol der Spannungsquelle angeschlossen werden.

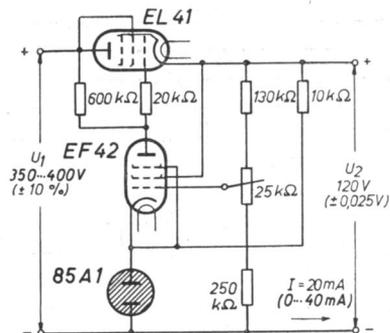


Abb. 6-8. Schaltung zur Stabilisierung einer Spannung unter Verwendung von Hochvakuumröhren und einer Stabilisatorröhre zur Erzeugung einer Bezugsspannung

7. Fotozellen

In den letzten Jahren haben Fotozellen für die verschiedenartigsten Anwendungszwecke besondere Bedeutung erlangt. Abgesehen von ihrer als bekannt vorauszusetzenden Verwendung in Tonfilmapparaturen werden sie heute in zahlreichen Kontroll-, Warn- und Signalanlagen benutzt, die in industriellen Betrieben zur Überwachung der gleichmäßigen Güte der hergestellten Erzeugnisse dienen. Außerdem finden sie in Raumschutzanlagen vielfältige Anwendung.

Aufbau der Fotokatode

Fotozellen bestehen aus einem evakuierten oder gasgefüllten Glaskolben, der eine Fotokatode und eine meistens aus einem Draht bestehende Anode enthält, die gegenüber der Katode eine positive Spannung erhält. Die Katode, die etwa die Hälfte der Innenfläche des Glaskolbens einnimmt, hat eine ziemlich verwickelte Struktur, um beim Auftreffen von Licht eine möglichst große Anzahl von Elektronen zu emittieren. Sie besteht meistens aus einer Unterschicht von Silber, auf der eine dünne Lage des Oxyds eines Alkalimetalls (z. B. Caesium) aufgebracht ist, in der zerstreut freie Alkaliatome vorkommen. Diese Alkaliatome werden durch die Lichtenergie ionisiert und liefern freie Elektronen, die in Richtung auf die positive Anode wandern. Die für die Ionisation erforderliche Energie hängt von der Lage des Alkaliatoms in bezug auf die benachbarten Atome ab, so daß die Empfindlichkeit der Fotokatode stark von der Anzahl der freien Alkaliatome und ihrer Anordnung abhängig ist. Daraus folgt, daß die Fotokatode an verschiedenen Punkten ihrer Oberfläche auch verschiedene Empfindlichkeit aufweist, da es praktisch unmöglich ist, eine völlig gleichmäßige Verteilung der Alkaliatome über die Katodenoberfläche zu erreichen. Diese Unterschiede wirken sich jedoch nicht störend aus, wenn das zur Verfügung stehende Licht durch eine Zerstreuungslinse über die ganze Katodenoberfläche verteilt wird, so daß mit der mittleren Empfindlichkeit einer großen Oberfläche gearbeitet werden kann. Hierdurch wird zudem die Gefahr einer örtlichen Überbelastung der Katode vermieden.

Spektrale Empfindlichkeit

Durch die Wahl des Alkalimetalls kann die spektrale Verteilung der Empfindlichkeit der Zelle beeinflußt werden. So haben z. B. Caesiumkatoden eine relativ große Empfindlichkeit für rotes und infrarotes Licht; sie werden für den industriellen Einsatz sowie für Warn- und Alarmanlagen bevorzugt, da sie der spektralen Energieverteilung der meistens in Betracht kommenden künstlichen Lichtquellen nahekommen (*Abb. 7-1*). Eine vorzugsweise für blaues Licht empfindliche Zelle erhält man bei Verwendung von Kalium oder Antimon. Die Empfindlichkeit wird im allgemeinen in $\mu\text{A}/\text{Lumen}$ angegeben, wobei natürlich gleichzeitig die spektrale Energieverteilung der Lichtquelle, mit der diese Empfindlichkeit gemessen wurde, bekannt sein muß. So wird z. B. die Empfindlichkeit der *Valvo*-Fotozellen für das Licht einer Glühlampe mit einem Wolframfaden bei 2600 °K angegeben.

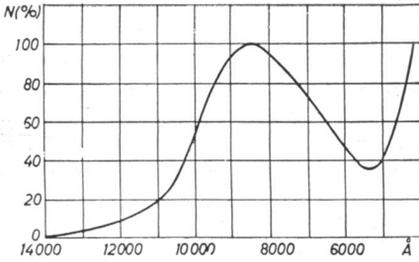


Abb. 7-1. Spektrale Empfindlichkeitskurve einer Caesium-Fotokatode

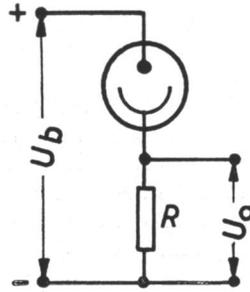


Abb. 7-2
Grundsätzliche Schaltung einer Fozzelle

Dunkelstrom

Wie die Katoden von Verstärkerröhren, so können auch lichtempfindliche Katoden bei Erwärmung Elektronen aussenden, und zwar macht sich diese thermische Emission bei Fotokatoden bereits bei Zimmertemperatur bemerkbar. Die Folge davon ist, daß ein gewisser Strom zur Anode fließt, wenn noch kein Licht auf die Zelle fällt. Dieser sogenannte Dunkelstrom liegt bei Caesiumzellen bei etwa 10^{-8} A/cm². In besonders empfindlichen Meßanordnungen kann sich der Dunkelstrom störend bemerkbar machen, so daß in diesen Fällen sein Einfluß durch Kompensationsschaltungen beseitigt werden muß. Im industriellen Einsatz spielt der Dunkelstrom jedoch praktisch überhaupt keine Rolle, da man im allgemeinen stets genügend Licht zur Verfügung hat und daher das Verhältnis von Fotostrom bei beleuchteter Zelle zu Dunkelstrom groß ist.

Verhalten von Hochvakuumzellen

Die schematische Darstellung einer Hochvakuumzelle und zugleich ihr Schaltsymbol zeigt Abb. 7-2 zusammen mit dem in Serie geschalteten Vorwiderstand R . Legt man an die Anode eine genügend hohe positive Spannung (etwa 80 V), so gelangen alle von der Katode emittierten Elektronen auf die Anode. Eine weitere Erhöhung der Anodenspannung beeinflusst den Strom dann nicht mehr (Abb. 7-3). Die Zelle verhält sich dann wie eine gesättigte Diode. Sinkt die Anodenspannung unter den Wert der Sättigungsspannung, so nimmt der Anodenstrom ab. Dies hat seine Ursache darin, daß die Anode verhältnismäßig klein ist, so daß bei niedriger Anodenspannung ein Teil der Elektronen an der Anode vorbeifliegt und wieder zu der Katode zurückkehrt. Um die volle Empfindlichkeit der Zelle auszunutzen, arbeitet man daher mit Anodenspannungen von etwa 90...100 V.

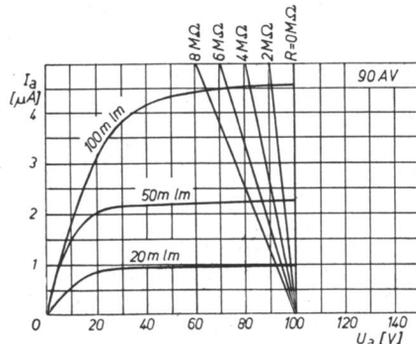


Abb. 7-3. Stromspannungscharakteristik einer Hochvakuumzelle mit eingezeichneten Widerstandsgeraden

Gasgefüllte Zellen

Die Empfindlichkeit von Hochvakuumzellen ist im allgemeinen ziemlich gering; sie kann jedoch wesentlich erhöht werden, wenn die Zelle mit Gas gefüllt wird. Die aus der Katode austretenden Elektronen erhalten unter dem Einfluß der Anodenspannung eine bestimmte Geschwindigkeit, die sie befähigt, die in ihrem Weg befindlichen Gasatome zu ionisieren. Bei einem solchen Zusammenprall entsteht ein positives Ion, das in Richtung Katode wandert, und ein Elektron, das zusammen mit dem ionisierenden Elektron zur Anode geht. Die durch Ionisation entstandenen Elektronen können auf ihrem Weg zur Anode weitere Elektronen freimachen, während die auf die Katode auftreffenden Ionen dort ebenfalls neue Elektronen auslösen. Es ist einleuchtend, daß der ursprüngliche Fotostrom auf diese Weise um ein Vielfaches verstärkt werden kann, und zwar um so mehr, je höher die Anodenspannung und damit die Ionisation des Gases ist. Jedoch darf die Anodenspannung nicht über einen gewissen Wert gesteigert werden, weil in diesem Fall die „dunkle Entladung“ schließlich in eine selbständige Entladung übergehen würde, bei der der Strom nur noch durch den im Stromkreis liegenden äußeren Widerstand begrenzt wird. Da durch das dann eintretende starke Ionenbombardement der Katode die Zelle in kurzer Zeit unbrauchbar wird, muß bei gasgefüllten Röhren besondere Sorge dafür getragen werden, daß die von der Herstellerfirma angegebenen Höchstwerte der Anodenspannung keinesfalls überschritten werden. Da die Zündspannung gasgefüllter Zellen je nach Typ zwischen 100 und 150 V liegt, ist die höchstzulässige Anodenspannung im allgemeinen etwa 75 bis 100 V. Der erreichbare Gasverstärkungsfaktor liegt üblicherweise zwischen 5 und 10.

Die I_a - U_a -Kennlinie einer gasgefüllten Zelle ist in Abb. 7-4 wiedergegeben. Da die Kenn-

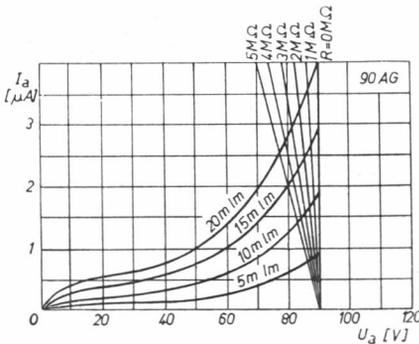


Abb. 7-4. Stromspannungscharakteristik einer gasgefüllten Zelle

linie gekrümmt ist, wird die Spannung, die über einem Widerstand im Anodenstromkreis der Zelle entsteht, der Lichtintensität nicht vollkommen proportional sein. Dies ist jedoch in den allermeisten Anwendungsfällen auch nicht erforderlich; selbst in Tonfilmapparaturen sind bei den dort gebräuchlichen Werten des Anodenwiderstands die durch die Kennlinienkrümmung entstehenden Verzerrungen ohne weiteres zu vernachlässigen. In industriellen Geräten spielt die absolute Proportionalität fast immer eine noch geringere Rolle, besonders gegenüber dem Vorteil der hohen Empfindlichkeit von etwa $150 \mu\text{A}/\text{Lm}$, die die gasgefüllten Zellen haben.

Gasverstärkung

Die „Gasverstärkung“ nimmt bei höheren Frequenzen ab, was darauf zurückzuführen ist, daß die positiven Ionen eine wesentlich größere Masse als die Elektronen haben und sich daher nur verhältnismäßig langsam bewegen. Wird z. B. die Beleuchtung der Zelle plötzlich unterbrochen, so sind in dem Gas noch Ionen vorhanden, die etwas später zur Katode

gelangen und dort Elektronen befreien, die den Fotostrom noch für eine geringe Zeit aufrechterhalten. Ebenso wird bei plötzlicher Belichtung der Zelle aus dem gleichen Grund der Fotostrom seinen vollen Wert erst nach einer gewissen Zeit erlangen. Die Zelle reagiert also mit einer gewissen Trägheit, die eine Abnahme der Gasverstärkung bei Frequenzen oberhalb 1000 Hz bewirkt. Diese Abnahme ist bei einer Frequenz von 10000 Hz noch so klein, daß man sie in der Praxis nicht als störend empfindet.

Bei der Verwendung von Fotozellen ist zu beachten, daß der Fotostrom nur in der Größenordnung von einigen μA liegt, so daß zur Vermeidung von Fehlströmen für eine ausreichende Isolation der Fassung und der Zuleitungen gesorgt werden muß. In manchen Fällen muß der im Anodenstromkreis liegende Widerstand oder die nachfolgende Verstärkung sehr groß sein. Es empfiehlt sich dann, die Zelle und die Zuleitungen zu dem angeschlossenen Verstärker oder der Relaisröhre abzuschirmen. Ferner ist Sorge dafür zu tragen, daß die Umgebungstemperatur den Wert von $50^\circ C$ nicht überschreitet, da andernfalls mit einem Rückgang der Katodenemission und damit der Empfindlichkeit und der Lebensdauer gerechnet werden muß. Eine zeitweilige Verminderung der Empfindlichkeit tritt auch durch sehr intensive Beleuchtung, z. B. durch direktes Sonnenlicht, ein, auch wenn keine Anodenspannung an die Zelle angelegt ist. Bei der Installation sollte daher hierauf Rücksicht genommen werden.

Grundsaltungen lichtgesteuerter Relais

Die Schaltung einer Fotozelle ist der Abb. 7-5 zu entnehmen, wo sie in Verbindung mit einer Verstärkerpentode UL 41 ein einfaches lichtgesteuertes Relais bildet, das z. B. als Raumschutzanlage verwendet werden kann. Die Gleichspannungsquelle ist durch einen Spannungsteiler überbrückt, der aus den Widerständen R_1 , R_2 , R_3 besteht. Die an R_3 stehende Spannung ist über das Relais *Rel* an die Anode der Röhre UL 41 geführt; das

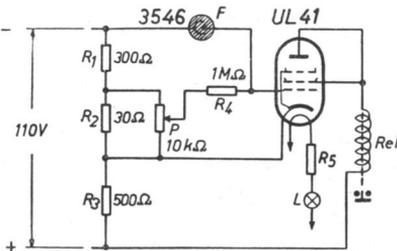


Abb. 7-5. Schaltung eines lichtgesteuerten Relais mit einer Fotozelle

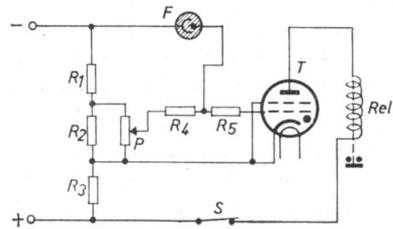


Abb. 7-6. Schaltung einer einfachen Alarmanlage mit einer Fotozelle

Steuergitter erhält eine negative Vorspannung, die durch das Potentiometer *P* eingestellt werden kann. Die gasgefüllte Fotozelle *F* (*Valvo* 3546) erhält ihre Saugspannung im wesentlichen durch die an R_1 stehende Spannung; ist die Zelle beleuchtet, so fließt ein Fotostrom, der an dem Widerstand R_4 einen Spannungsabfall solcher Polarität hervorruft, daß die Röhre UL 41 fast völlig gesperrt ist. Falls der auf die Zelle fallende Lichtstrahl unterbrochen wird, vermindert sich die negative Steuergitterspannung, und der dann fließende Anodenstrom bringt das Relais zum Ansprechen. Offenbar wird das Relais jedoch abfallen,

sobald der Lichtstrahl wieder auf die Zelle trifft. Dies mag in vielen Fällen auch erwünscht sein; bei Raumschutzanlagen besteht jedoch meistens die Forderung, daß nach einer selbst kurzzeitigen Unterbrechung des Lichtstrahls das Alarmsignal so lange eingeschaltet bleibt, bis es von Hand abgestellt wird. Natürlich kann man ein selbsthaltendes Relais verwenden, doch bietet sich eine einfachere Lösung durch die Verwendung eines kleinen Thyratrons. Die Schaltung ist in *Abb. 7-6* gezeigt und unterscheidet sich kaum von der vorhergehenden. Ein Thyatron kann nach einmal erfolgter Zündung nur gelöscht werden, wenn die Anodenspannung niedriger als die Bogenspannung oder gänzlich zu Null wird. Demgemäß wird die Röhre in *Abb. 7-6* so lange gezündet bleiben und das Relais ansprechen, bis der Schalter *S* kurzzeitig geöffnet worden ist, auch wenn inzwischen die Zelle wieder beleuchtet wurde.

Schaltung mit Gleichstromverstärkerstufe

In den Fällen, wo eine Hochvakuumzelle bevorzugt wird oder die zur Verfügung stehende Lichtmenge nur sehr klein ist, wird zwischen Zelle und Relaisröhre eine Gleichstromverstärkerstufe geschaltet. Dies ist in *Abb. 7-7* dargestellt. Die Verstärkeröhre EF 40 erhält eine negative Steuergittervorspannung, die an P_1 abgegriffen wird. Falls die Fotozelle beleuchtet ist, wird das Steuergitterpotential jedoch weniger negativ, so daß die Röhre EF 40 Strom führt und an dem Widerstand R_4 ein Spannungsabfall mit der an-

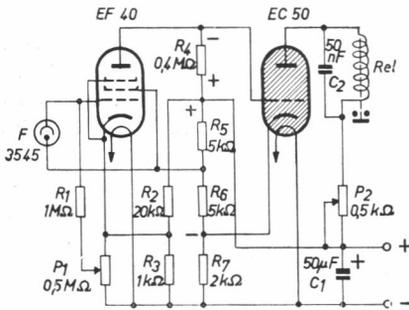


Abb. 7-7. Fotozelle mit nachgeschalteter Gleichstromverstärkerstufe und Gastriode

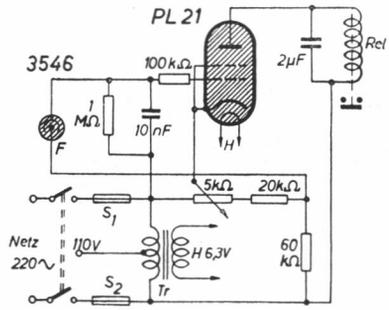


Abb. 7-8. Lichtgesteuerter Schalter zum Betrieb mit Wechselspannung

gegebenen Polarität entsteht. Hierdurch wird das Gitter der Gastriode EC 50 negativ, und die Röhre ist gesperrt (vgl. Fußnote auf S. 48). Wird der auf *F* fallende Lichtstrahl unterbrochen, so wird der durch die Röhre EF 40 fließende Anodenstrom stark verringert, wodurch das Gitter der EC 50 ein positives Potential annimmt und diese Röhre zündet. Umgekehrt löscht die Gastriode wieder, sobald die Zelle beleuchtet wird, da durch die wachsende negative Gitterspannung der EC 50 die Ionen aus dem Entladungsraum herausgezogen werden. Ist dies jedoch nicht erwünscht, so muß die Gastriode durch ein geeignetes Thyatron (z. B. die Type *Valvo* PL 21) ersetzt werden.

Eine andere, jedoch mit Wechselspannung arbeitende Schaltung unter Verwendung eines Thyratrons PL 21 ist in *Abb. 7-8* gezeigt. Sowohl das Thyatron als auch die Fotozelle werden

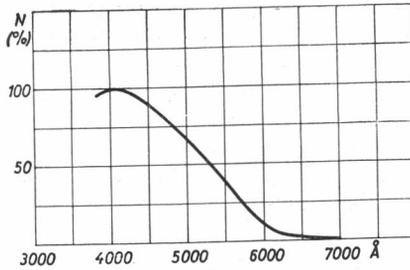
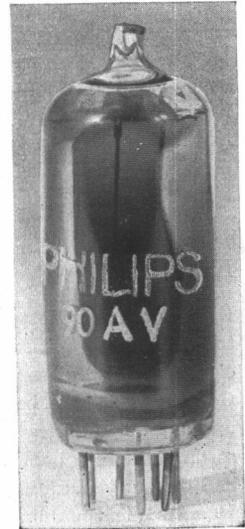


Abb. 7-11. Relative Empfindlichkeitscharakteristik der Zelle nach Abb. 7-10

Links: Abb. 7-9. Gasgefüllte Fozozelle mit Caesiumkatode (Valvo 3546)



Rechts: Abb. 7-10. Hochvakuumzelle mit Caesium-Antimon-Katode (Valvo 90 AV)

in diesem Fall mit Wechselspannung gespeist. Da beide Röhren während der negativen Spannungshalbwellen nicht arbeiten, kann eine Verzögerung im Ansprechen um etwa $\frac{1}{100}$ s eintreten. Die Schaltung ist so entworfen, daß das Thyatron zündet und das im Anodenstromkreis liegende Relais anzieht, wenn ein Lichtstrahl auf die Fozozelle fällt. Durch eine geringfügige Schaltungsänderung kann natürlich auch der umgekehrte Effekt erzielt werden (Ansprechen der Schaltung bei Unterbrechung des ständig auf die Zelle fallenden Lichtstrahls).

Abb. 7-9 zeigt eine gasgefüllte Fozozelle mit Caesiumkatode für rote und infrarote Strahlung, Abb. 7-10 eine moderne Hochvakuumzelle mit blauempfindlicher Caesium-Antimon-Katode. In Abb. 7-11 ist die relative Empfindlichkeitscharakteristik der letztgenannten Zelle wiedergegeben.

8. Relaisröhren

Unter Relaisröhren versteht man häufig Gasentladungsröhren verschiedener Art, z. B. auch Thyatron- und Senditronröhren, die an Stelle eines Relais zur Auslösung eines Vorgangs durch ein verhältnismäßig schwaches Steuersignal verwendet werden. Im folgenden wollen wir diesen Ausdruck jedoch einer bestimmten Röhrenart, den Thyatrons mit kalter Katode, vorbehalten, die dank ihrer Eigenschaften für den genannten Anwendungszweck besonders brauchbar sind. So werden Thyatrons mit kalter Katode in vielen Fällen für Schalt- und Steuergeräte benutzt, die ununterbrochen betriebsbereit sein müssen. Diese Röhren enthalten außer einer besonders präparierten Katode und einer Anode noch eine Hilfsanode, über die die Zündung der Hauptentladung eingeleitet wird. Legt man an die

Hilfsanode eine positive Spannung bestimmter Größe (die Zündspannung), so treten unter deren Einfluß Elektronen aus der Katode, die eine Ionisierung der Gasatome verursachen. Durch das Bombardement der positiven Ionen auf die Katode werden weitere Elektronen frei, die, falls an der Anode eine positive Spannung herrscht, die Hauptentladung einleiten. Zwischen Katode und Anode entsteht dann ein Spannungsabfall, der von dem fließenden Strom nahezu unabhängig ist. Der Anodenstrom wiederum hängt lediglich von der Größe der angelegten Anodenspannung und der äußeren Schaltmittel ab und sollte die in den technischen Daten der Röhren jeweils angegebenen Werte nicht überschreiten.

Kalte Katode

Ein wesentlicher Vorteil dieser Röhrenart ergibt sich aus dem Fehlen einer geheizten Katode, so daß ein mit solchen Röhren bestücktes Gerät ständig betriebsbereit ist, ohne daß elektrische Energie verbraucht wird. Dies spielt z. B. dort eine entscheidende Rolle, wo das Gerät aus Batterien betrieben werden muß. Ferner sind keinerlei Anheizzeiten einzuhalten, und außerdem tritt während der Betriebspausen praktisch kein Verschleiß der Röhre ein, so daß eine sehr hohe Lebensdauer zu erwarten ist. Ein weiterer Vorteil ist es schließlich, daß die zur Zündung erforderliche Hilfsanodenspannung unabhängig von der Größe der Hauptanodenspannung ist.

Zündcharakteristik

Das Verhalten einer Relaisröhre wird vollständig durch ihre Zündcharakteristik (Abb. 8-1) bestimmt. Innerhalb des durch sie begrenzten Bereichs bleibt die Röhre gelöscht, sofern

die Linie nicht zuvor an irgendeiner Stelle überschritten worden war. In diesem Fall setzt eine Entladung zwischen zwei Elektroden ein, so daß sich als Folge der niedrigeren Bogenspannung ein Betriebszustand innerhalb der Begrenzungslinie einstellt, bei dem die Entladung andauert.

Teil a der Charakteristik bezieht sich auf die Entladung zwischen Katode und Hilfsanode (Richtung des Elektronenstroms). Die Zündspannung ist, wie bereits gesagt, unabhängig von der Anodenspannung. Teil b stellt die Entladung zwischen Katode und Hauptanode dar, während Teil c sich auf die Entladung Hilfsanode—Hauptanode bezieht. Teil d kennzeichnet die Entladung Hilfsanode—Katode, während Teil e die Entladung Hauptanode—Katode und Teil f die Entladung Hauptanode—Hilfsanode darstellt. Infolge der Präparierung der Katode hat die Röhre jedoch gleichrichtende Eigenschaften, d. h. bei einer gewissen Spannung ist der Elektronenstrom, ausgehend von Hilfsanode oder Hauptanode,

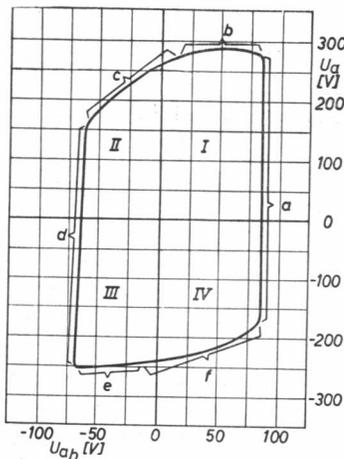


Abb. 8-1
Charakteristik einer Relaisröhre

wesentlich kleiner als der von der Katode gelieferte Strom. Demnach wird der Arbeitspunkt stets in den mit I bezeichneten Quadranten, d.h. in den Bereich positiver Haupt- und Hilfsanodenspannungen gelegt.

In Abb. 8-2 ist die praktische Ausführung einer Relaisröhre gezeigt (Valvo PL 1267). Der mittlere Anodenstrom ist 25 mA, so daß ein im Anodenstromkreis liegendes Relais für diese Stromaufnahme dimensioniert werden kann. Da aber die Lebensdauer gasgefüllter Röhren stark von der mittleren Strombelastung abhängig ist, empfiehlt es sich in den Fällen, in denen eine sehr hohe Lebensdauer verlangt wird, die Stromentnahme niedriger zu halten.



Abb. 8-2. Relaisröhre mit kalter Katode (Valvo PL 1267)

Rechts: Abb. 8-4. Abart der Schaltung nach Abb. 8-3

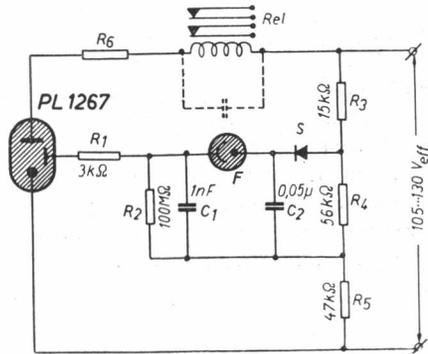
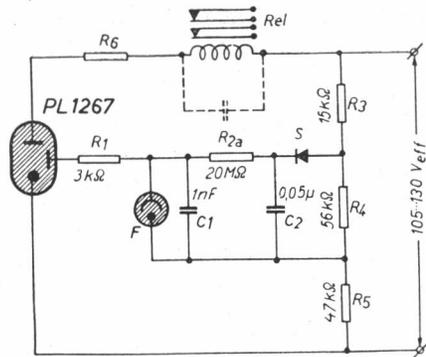


Abb. 8-3. Lichtgesteuerter Schalter mit einer Relaisröhre



Lichtgesteuerte Relaisanordnung

In Abb. 8-3 ist die Prinzipschaltung einer lichtgesteuerten Relaisanordnung angegeben, die unmittelbar aus dem Wechselstromlichtnetz (110 V) gespeist werden kann. Diese Anordnung eignet sich besonders gut für Warn- oder Alarmgeräte, die jahrelang betriebsbereit sein müssen, ohne daß eine Wartung erfolgt. In ähnlicher Form kann diese Anordnung z. B. bei Dämmerungsschaltern Anwendung finden, die an schwer zugänglichen Orten aufgestellt sind, z. B. auf Dächern und Fabrikschornsteinen.

Als Fozelle kommt zweckmäßigerweise ein gasgefüllter Typ in Frage. Der Kondensator C_2 wird über den Trockengleichrichter S auf eine Spannung aufgeladen, die über den Widerstand R_2 an der Fozelle F liegt. Wenn Licht auf die Zelle fällt, entsteht an R_2 infolge des Fotostroms ein positiver Spannungsabfall, der sich zu der an R_5 stehenden Spannung addiert und die Relaisröhre in jeder positiven Halbperiode zum Zünden bringt. Der Widerstand R_6 ist so zu bemessen, daß der höchstzulässige Anodenstrom der Röhre nicht überschritten wird. Es empfiehlt sich, parallel zu dem Relais einen Kondensator von $1 \dots 2 \mu\text{F}$ zu legen, um das „Flattern“ des Relais zu vermeiden. In *Abb. 8-4* ist eine Abart der Schaltung dargestellt, bei der die Relaisröhre zündet, sobald ein ständig auf die Fozelle fallender Lichtstrahl unterbrochen wird.

Durch Vorschalten eines geeignet dimensionierten Spannungsteilers oder Transformators können diese Schaltungen ohne weiteres auch für $220 \text{ V} \sim$ verwendbar gemacht werden. Sofern Gleichspannung zur Verfügung steht, sind die Schaltungen für Alarmanlagen ebenfalls brauchbar; allerdings muß nach erfolgter Zündung der Relaisröhre der Anodenstromkreis z. B. von Hand unterbrochen werden, um die Löschung zu erreichen. Ist dies nicht möglich, muß an Stelle der Relaisröhre eine Schaltung mit einer Gastriode, z. B. einer EC 50, verwendet werden, bei der die Entladung durch Vergrößern der negativen Gitterspannung unterbrochen werden kann.

Ringzählerschaltung

Eine sehr interessante Anwendung finden Relaisröhren in den sogenannten „Ringzählerschaltungen“, die zum Zählen von Impulsen benutzt werden. Derartige Anordnungen werden z. B. in elektronischen Rechengerten benutzt. *Abb. 8-5* zeigt die Prinzipschaltung. Wenn

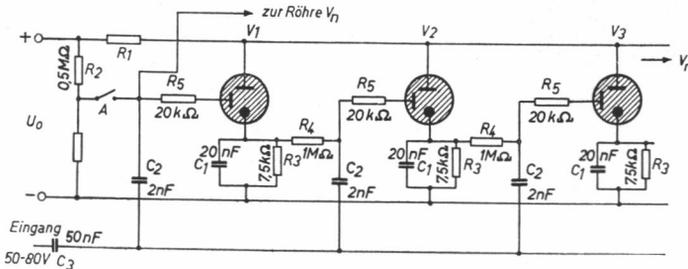


Abb. 8-5. Ringzählerschaltung mit Relaisröhren

der Schalter A geschlossen wird, erhält die Hilfsanode der ersten Röhre V_1 eine Vorspannung, die zum Zünden gerade noch nicht ausreichend ist. Tritt nun am Eingang ein positiver Spannungsimpuls auf, so zündet die erste Röhre. Durch den über R_3 fließenden Entladungsstrom entsteht ein Spannungsabfall, der nunmehr der Hilfsanode der Röhre V_2 eine positive Vorspannung erteilt. Denkt man sich den Schalter A wieder geöffnet, und tritt am Eingang ein erneuter positiver Impuls auf, zündet offenbar jetzt V_2 . Hierdurch erhöht sich der über R_1 fließende Strom und damit der dort auftretende Spannungsabfall. Da andererseits der Kondensator C_1 in diesem Augenblick noch aufgeladen ist, verringert

sich die tatsächlich an der Röhre V_1 wirksame Anodenspannung unter den Wert der Brennspannung, worauf V_1 löscht. Ein dritter Impuls wird nun V_3 zünden, da diese die einzige Röhre ist, die nunmehr eine Vorspannung hat. Gleichzeitig wird V_2 gelöscht werden. Dieses Spiel setzt sich fort, bis durch den n -ten Impuls die n -te Röhre V_n gezündet ist. Der Widerstandswert für R_1 ist nach der Formel

$$R_1 = \frac{U_0 - 120}{I} [\Omega] \quad (8.1)$$

zu ermitteln. Man arbeitet zweckmäßigerweise mit Impulsen von etwa 50 V und 20 μ s Dauer.

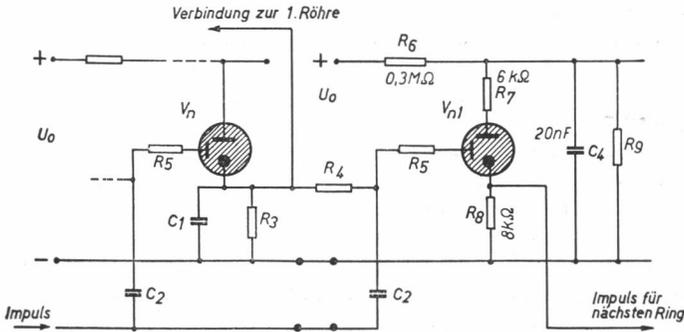


Abb. 8-6. Endstufe der Ringzählerschaltung nach Abb. 8-5

In Abb. 8-6 ist die n -te Stufe der Zählerschaltung dargestellt. Wie man sieht, liefert die n -te Röhre wiederum die positive Vorspannung für die erste Röhre V_1 , so daß beim $(n+1)$ ten Impuls wieder V_1 zündet und somit der Ring geschlossen ist. Hierdurch erübrigt sich dann auch eine nochmalige Betätigung des Schalters *A*. Gleichzeitig wird durch den $(n+1)$ ten Impuls die Röhre V_{n+1} gezündet. Diese Röhre, die die Kopplung zum nächsten Zählring bildet, brennt nur so lange, bis der Kondensator C_4 entladen ist, und löscht, ehe C_4 über den Widerstand R_6 nachgeladen ist. Auf diese Weise entsteht am Widerstand R_8 ein positiver Spannungsimpuls, der die Zündung der ersten Röhre der nachfolgenden Ringzählerschaltung verursacht. Weitere Impulse von der Eingangsseite werden zunächst ein nochmaliges Durchlaufen des ersten Rings bewirken, bis der $(2n+1)$ te Impuls über V_{n+1} die zweite Röhre des zweiten Zählrings zündet. An Stelle der Widerstände R_3 bzw. eines Teilwerts kann man nun geeignete Signallampen, Relais od. dgl. vorsehen, die den jeweiligen Stand des Zählwerks angeben. Der Wert für R_9 ist nach der Formel

$$R_9 = \frac{180 \cdot R_6}{U_0 - 180} [\Omega] \quad (8.2)$$

zu berechnen.

Wenn in Abb. 8-5 der Widerstand R_1 und die Kondensatoren C_1 weggelassen werden, so bleibt nach jedem Impuls die vorhergehende Röhre gezündet, bis schließlich nach n Im-

pulsen sämtliche Röhren des ersten Zählrings gezündet sind. In diesem Fall, der gleichfalls praktische Bedeutung hat, muß nach jedem Zyklus die Anodenspannung kurz unterbrochen werden, wodurch dann sämtliche Röhren wieder gelöscht werden. Dies kann z. B. durch ein Relais geschehen, das durch die Röhre V_{n-1} ausgelöst wird.

9. Katodenstrahlröhren

Wenn auch Katodenstrahlröhren in elektronischen Geräten, die unmittelbar dem industriellen Einsatz dienen, nur verhältnismäßig selten anzutreffen sind, so sind sie doch ein Hauptbestandteil eines der wichtigsten Hilfsgeräte zur Prüfung und laufenden Überwachung von solchen Geräten, nämlich des Katodenstrahloszillografen. Es scheint daher angebracht, auch dieser Röhrenart ein Kapitel zu widmen.

Elektronenoptik

Eine Katodenstrahlröhre enthält zur Erzeugung eines Elektronenstrahls mit möglichst geringem, kreisförmigem Querschnitt eine sogenannte Elektronenkanone, die aus einer indirekt geheizten Katode mit nahezu punktförmiger Emissionsfläche, einer Fokussierungselektrode und der Hauptanode besteht. Ferner ist noch eine die Katode umschließende Elektrode zur Steuerung der Strahlstromstärke, der sogenannte Wehneltzylinder, vorhanden. Aus naheliegenden Gründen bestehen sämtliche genannten Elektroden zur Beschleunigung und Konzentrierung aus Lochblenden und Zylindern, durch die der Elektronenstrahl tritt. Die Wirkung des durch solche Elektroden erzeugten rotationssymmetrischen elektrischen Feldes auf den Elektronenstrahl ist mit der eines Linsensystems in der Optik zu vergleichen, weshalb man hier häufig auch von „Elektronenoptik“ spricht. Durch eine solche elektronenoptische Linse wird die kleine emittierende Fläche der Katode auf dem Fluoreszenzschirm abgebildet; dort entsteht dann ein punktförmiger Leuchtfleck. Da die Brennweite der Linse von dem Spannungsunterschied zwischen den einzelnen Elektroden abhängig ist, kann mittels der Spannung an der Fokussierungselektrode die Abbildung so eingestellt werden, daß der Leuchtfleck auf dem Schirm möglichst klein wird.

Zur Erreichung eines hellen, scharfen Bildes auf dem Schirm ist eine hohe Anodenspannung erforderlich, da sich die Elektronen im Strahl infolge ihrer gleichartigen negativen Ladung gegenseitig abzustößen bestrebt sind. Bei größerer Geschwindigkeit der Elektronen, d. h. bei höherer Anodenspannung, wird bei gleichbleibender Stromstärke die Dichte der Elektronen im Strahl größer und damit der Strahlquerschnitt geringer.

Elektrostatische und magnetische Ablenkung

Die Ablenkung des Elektronenstrahls kann grundsätzlich auf zwei Arten erfolgen, und zwar durch Plattenpaare auf elektrostatischem Wege oder durch ein Magnetfeld, das durch außerhalb der Röhre befindliche Spulen erzeugt wird. Das zweite Verfahren hat den Vorteil, daß sehr große Ablenkwinkel bei verhältnismäßig kleiner Baulänge der Röhre möglich sind. Aus diesem Grund findet man bei den für Fernsehzwecke benutzten Bildröhren ausnahmslos die magnetische Ablenkung, da deren Eigenschaften dort besonders wünschens-

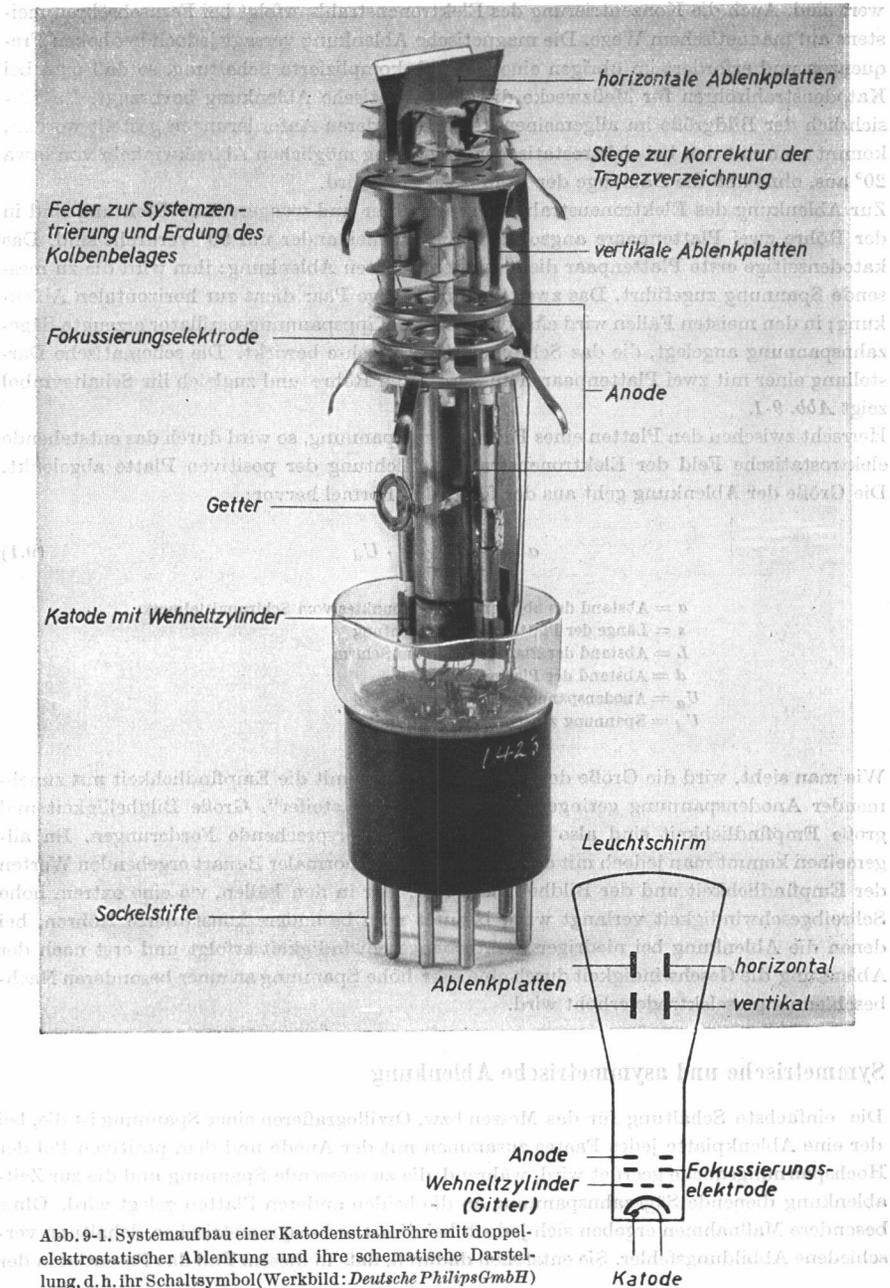


Abb. 9-1. Systemaufbau einer Katodenstrahlröhre mit doppel-elektrostatischer Ablenkung und ihre schematische Darstellung, d. h. ihr Schaltsymbol (Werkbild: Deutsche Philips GmbH)

wert sind. Auch die Konzentrierung des Elektronenstrahls erfolgt bei Fernsehröhren meistens auf magnetischem Wege. Die magnetische Ablenkung versagt jedoch bei hohen Frequenzen und erfordert im übrigen eine ziemlich komplizierte Schaltung, so daß man bei Katodenstrahlröhren für Meßzwecke die elektrostatische Ablenkung bevorzugt. Da hinsichtlich der Bildgröße im allgemeinen keine besonderen Anforderungen gestellt werden, kommt man mit den bei elektrostatischer Ablenkung möglichen Ablenkwinkeln von etwa 20° aus, ohne daß die Baulänge der Röhren zu groß wird.

Zur Ablenkung des Elektronenstrahls in senkrechter und waagerechter Richtung sind in der Röhre zwei Plattenpaare angeordnet, die gegeneinander um 90° verdreht sind. Das katodenseitige erste Plattenpaar dient zur senkrechten Ablenkung; ihm wird die zu messende Spannung zugeführt. Das zweite, schirmseitige Paar dient zur horizontalen Ablenkung; in den meisten Fällen wird eine durch einen Kippspannungssoszillator erzeugte Sägezahnspannung angelegt, die das Schreiben der Zeitachse bewirkt. Die schematische Darstellung einer mit zwei Plattenpaaren ausgerüsteten Röhre und zugleich ihr Schaltsymbol zeigt *Abb. 9-1*.

Herrscht zwischen den Platten eines Paares eine Spannung, so wird durch das entstehende elektrostatische Feld der Elektronenstrahl in Richtung der positiven Platte abgelenkt. Die Größe der Ablenkung geht aus der folgenden Formel hervor:

$$a = \frac{1}{2} \cdot \frac{L \cdot s}{U_a \cdot d} \cdot U_d \quad (9.1)$$

- a = Abstand des abgelenkten Bildpunktes vom Schirmmittelpunkt
- s = Länge der Platten in Strahlrichtung
- L = Abstand der Plattenmitte vom Schirm
- d = Abstand der Platten
- U_a = Anodenspannung
- U_d = Spannung zwischen den Platten

Wie man sieht, wird die Größe der Ablenkung und damit die Empfindlichkeit mit zunehmender Anodenspannung geringer, der Strahl wird „steifer“. Große Bildhelligkeit und große Empfindlichkeit sind also zwei einander widersprechende Forderungen. Im allgemeinen kommt man jedoch mit den sich bei Röhren normaler Bauart ergebenden Werten der Empfindlichkeit und der Bildhelligkeit aus; nur in den Fällen, wo eine extrem hohe Schreibgeschwindigkeit verlangt wird, benutzt man besonders konstruierte Röhren, bei denen die Ablenkung bei niedriger Elektronengeschwindigkeit erfolgt und erst nach der Ablenkung die Geschwindigkeit durch eine sehr hohe Spannung an einer besonderen Nachbeschleunigungselektrode erhöht wird.

Symmetrische und asymmetrische Ablenkung

Die einfachste Schaltung für das Messen bzw. Oszillografieren einer Spannung ist die, bei der eine Ablenkplatte jedes Paares zusammen mit der Anode und dem positiven Pol der Hochspannungsquelle geerdet wird, während die zu messende Spannung und die zur Zeitablenkung dienende Sägezahnspannung an die beiden anderen Platten gelegt wird. Ohne besondere Maßnahmen ergeben sich jedoch bei dieser erdunsymmetrischen Schaltung verschiedene Abbildungsfehler. Sie entstehen dadurch, daß in diesem Fall das Potential in der

Mitte zwischen den Ablenkplatten nicht konstant ist, sondern eine Wechselspannungskomponente in Höhe der Hälfte der zu messenden Spannung hat. Die Geschwindigkeit der Elektronen wird von diesem Potential bestimmt, so daß die wirksame Anodenspannung von der Meßspannung abhängt. Damit wird aber die Proportionalität zwischen der Meßspannung U_d und der Ablenkung a gestört, und es tritt eine Abweichung auf, die jedoch normalerweise nicht allzu groß ist (etwa 4%).

Eine wesentlich unangenehmere Folgeerscheinung der unsymmetrischen Ablenkung ist dagegen die trapezförmige Verzeichnung. Sie entsteht dadurch, daß der vom ersten Plattenpaar abgelenkte Elektronenstrahl wieder nach der Röhrenmitte gezogen wird, wenn die Spannung an der nicht geerdeten Platte des zweiten Paares positiv ist. Eine negative Spannung lenkt ihn dagegen nach dem Bildrand ab. Die Empfindlichkeit des ersten Plattenpaares hängt also von der Spannung am zweiten Plattenpaar ab, was zu der erwähnten Trapezverzeichnung führt.

Beide genannten Fehler lassen sich beseitigen, indem man die Spannungen symmetrisch an die Ablenkplatten führt; allerdings verbindet sich damit ein größerer Aufwand an Schaltmitteln. Es gibt jedoch Katodenstrahlröhren, die für die asymmetrische Ablenkung besonders konstruiert sind. Bei diesen Röhren ist der schwerstwiegende Fehler, die Trapezverzeichnung, durch eine besondere Formgebung des zweiten Plattenpaares korrigiert. Die zu messende Wechselspannung führt man dem ersten Plattenpaar symmetrisch zu, während die Spannung für die Zeitablenkung asymmetrisch an das zweite Paar gelegt werden kann. Für die Zeitachse bleibt dann nur der zuerst genannte Fehler, d.h. die Abhängigkeit der Empfindlichkeit von der Ablenkspannung, bestehen, die sich in einer geringen Nichtlinearität der Zeitachse bemerkbar macht. Die Einsparung an Schaltmitteln ist jedoch so erheblich, daß man in den Fällen, in denen es weniger auf exakte quantitative Messungen, sondern in erster Linie auf die qualitative Beurteilung von elektrischen Vorgängen ankommt, auch die zu messende Spannung asymmetrisch zuführt. Dies kann also unbedenklich z. B. bei einem Katodenstrahloszillografen der Fall sein, der für die Prüfung und Überwachung von elektronischen industriellen Geräten benutzt wird.

Schirmfarbe und Nachleuchtdauer

Katodenstrahlröhren für Meßzwecke werden mit grünem, blauem oder nachleuchtendem Schirm hergestellt. Vorzugsweise benutzt man grünleuchtende Röhren, da sich grün für unmittelbare Beobachtung und für fotografische Aufnahmen auf Negativmaterial besonders gut eignet. Zur Beobachtung einmaliger oder langsam verlaufender Vorgänge verwendet man zweckmäßigerweise eine Röhre mit nachleuchtendem Schirm,

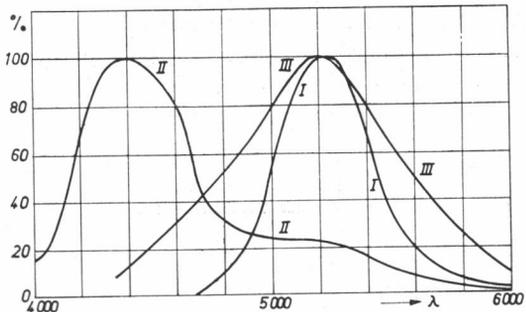


Abb. 9-2. Spektrale Empfindlichkeitscharakteristik eines grünen (I), blauen (II) und nachleuchtenden (III) Schirms

auf dem ein einmal geschriebenes Bild noch eine Weile sichtbar bleibt, wenn auch mit geringerer Helligkeit. Zur Aufnahme von Oszillogrammen unmittelbar auf fotografisches Registrierpapier ist ein blauer Schirm zu bevorzugen. Die spektrale Empfindlichkeitscharakteristik der drei Schirme ist in *Abb. 9-2* wiedergegeben.

Schaltung eines Katodenstrahloszillografen

Das vollständige Schaltbild eines einfachen Katodenstrahloszillografen, wie er für die Zwecke der industriellen Elektronik in Betracht kommt, ist in *Abb. 9-3* gezeigt. Es findet eine Katodenstrahlröhre Valvo DG 7-6 mit 7 cm Schirmdurchmesser Verwendung. Das Gerät hat eine Vorverstärkerstufe für die zu messende Spannung, in der eine steile Verstärkerpentode EF 42 benutzt wird. Der Verstärker ist so dimensioniert, daß er den Frequenzbereich von 4 Hz bis 130 kHz nahezu konstant verstärkt. Hierdurch ist es möglich, auch Spannungen mit einer von der Sinuskurve stark abweichenden Form, wie z. B. rechteckige Impulse, Sägezahnspannungen usw., nahezu unverzerrt zu verstärken und wiederzugeben. Die Meßspannung wird den Klemmen O und E_1 bzw. E_2 zugeführt; die Empfindlichkeit ist am Eingang E_1 $0,14 V_{\text{eff}}/\text{cm}$ Bildhöhe und am Eingang E_2 $2,8 V_{\text{eff}}/\text{cm}$ Bildhöhe. Das Potentiometer P_8 dient zur Regelung der Verstärkung. Die verstärkte Spannung wird über die Kondensatoren C_2 und C_{12} den ersten Ablenkplatten der Katodenstrahlröhre zugeführt. Ein Teil dieser Spannung wird an dem Potentiometer P_5 abgegriffen und über S_1 und C_6 dem Gitter der Gastriode EC 50 als Synchronisierungsspannung zugeführt. Diese Röhre dient zusammen mit der Pentode EF 40 zur Erzeugung der sägezahnförmigen Spannung für die Zeitablenkung. Zur Erklärung der Wirkungsweise nehmen wir an, der durch den Schalter S_2 eingeschaltete Kondensator C_7 von 4000 pF (Schalterstellung 3) sei zunächst entladen. Dann hat die Katode der EC 50 das gleiche Potential wie ihre Anode, und das Steuergitter erhält über P_6 eine in bezug auf die Katode negative Spannung. Nun hat C_7 Gelegenheit, sich über die Röhre EF 40 allmählich aufzuladen, wodurch eine linear zunehmende Spannung an diesem Kondensator entsteht. Im gleichen Maß sinkt das Potential der Katode, und das Gitter wird positiver, bis schließlich bei einem bestimmten Spannungswert die Zündung der Gastriode erfolgt und der Kondensator C_7 über R_{16} und die EC 50 plötzlich entladen wird. Nach beendeter Entladung löscht die Röhre, und der Zyklus beginnt von neuem. An C_7 kann somit eine sägezahnförmige Spannung nach *Abb. 9-4* abgenommen werden, die über die Kondensatoren C_9 und C_{13} dem zweiten Plattenpaar zugeführt wird. Die Frequenz der Sägezahnspannung kann grob durch Einschalten verschieden großer Kondensatoren C_7 durch den Schalter S_2 eingestellt werden, die Feinregulierung erfolgt durch Verändern der Schirmgitterspannung der Laderöhre EF 40 mittels

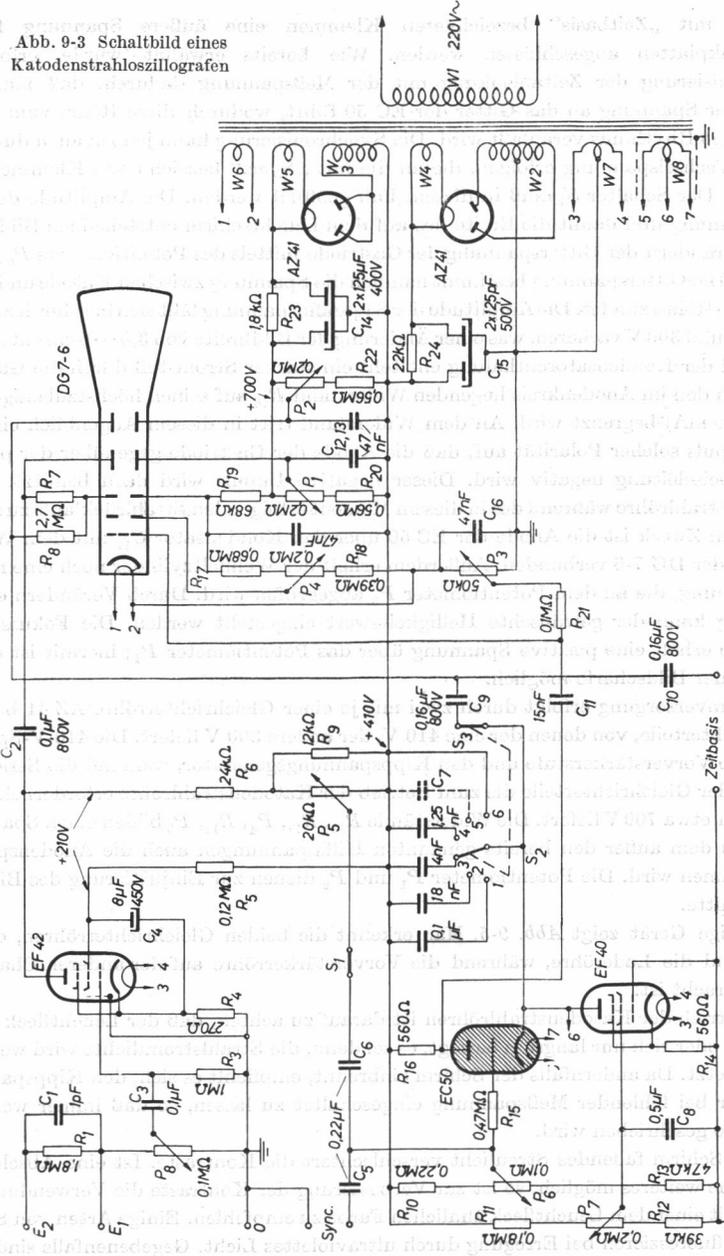


Abb. 9-4. Sägezahnspannung zur Zeitablenkung

des Potentiometers P_7 . Die durch Position 5 des Schalters S_2 eingeschaltete Kapazität besteht aus der Kapazität der Heizwicklung W_8 auf dem Netztransformator gegen Masse sowie der Schaltkapazität.

In Position 6 wird der Kippspannungsgenerator ausgeschaltet und zugleich der Schalter S_3 geöffnet; es kann nunmehr

Abb. 9-3 Schaltbild eines
Katodenstrahloszillografen



an den mit „Zeitbasis“ bezeichneten Klemmen eine äußere Spannung für die Zeitablenkplatten angeschlossen werden. Wie bereits erwähnt wurde, erfolgt die Synchronisierung der Zeitablenkung mit der Meßspannung dadurch, daß man einen Teil dieser Spannung an das Gitter der EC 50 führt, wodurch diese Röhre zum Zünden im gleichen Rhythmus veranlaßt wird. Die Synchronisierung kann jedoch auch durch eine äußere Wechselfspannung erfolgen, die an die mit „Sync.“ bezeichneten Klemmen anzulegen ist. Der Schalter S_1 muß in diesem Fall geöffnet werden. Die Amplitude der Sägezahnspannung und damit die Breite des auf dem Leuchtschirm entstehenden Bildes kann durch Verändern der Gitterspannung der Gastriode mittels des Potentiometers P_6 geregelt werden. Die Gitterspannung bestimmt nämlich die Spannung zwischen Kathode und Anode, bei der die Röhre zündet. Die Amplitude der Sägezahnspannung läßt sich hierdurch zwischen etwa 170 und 300 V variieren, was einer Änderung der Bildbreite von $3,5 \cdots 6$ cm entspricht. Während der Kondensatorentladung entsteht ein starker Stromstoß durch die Gastriode, der durch den im Anodenkreis liegenden Widerstand R_{16} auf seinen höchstzulässigen Wert (max. 750 mA) begrenzt wird. An dem Widerstand tritt in diesem Augenblick ein Spannungsimpuls solcher Polarität auf, daß die Anode der Gastriode gegenüber der positiven 410-V-Speiseleitung negativ wird. Dieser negative Impuls wird dazu benutzt, um die Katodenstrahlröhre während des in diesem Moment erfolgenden Strahlrücklaufs zu sperren. Zu diesem Zweck ist die Anode der EC 50 über den Kondensator C_{11} mit dem Wehneltzylinder der DG 7-6 verbunden. Außerdem erhält der Wehneltzylinder noch eine negative Vorspannung, die an dem Potentiometer P_3 abgegriffen wird. Durch Verändern der Vorspannung kann der gewünschte Helligkeitswert eingestellt werden. Die Fokussierungselektrode erhält eine positive Spannung über das Potentiometer P_4 ; hiermit ist die Einstellung der Bildschärfe möglich.

Die Stromversorgung erfolgt durch zwei mit je einer Gleichrichterröhre AZ 41 bestückte Gleichrichterteile, von denen der eine 410 V, der andere 300 V liefert. Die 410-V-Spannung speist die Vorverstärkerstufe und den Kippspannungsgenerator, während die Serienschaltung beider Gleichrichterteile die zum Betrieb der Katodenstrahlröhre erforderliche Spannung von etwa 700 V liefert. Die Widerstände R_{19} , R_{17} , P_4 , R_{18} , P_3 bilden einen Spannungsteiler, an dem außer den bereits genannten Hilfsspannungen auch die Anodenspannung abgenommen wird. Die Potentiometer P_1 und P_2 dienen zur Einjustierung des Bildes auf Schirmmitte.

Das fertige Gerät zeigt *Abb. 9-5*. Man erkennt die beiden Gleichrichterröhren, die Gastriode und die Laderöhre, während die Vorverstärkeröhre auf der anderen Chassisseite untergebracht ist.

Beim Betrieb der Katodenstrahlröhren ist darauf zu achten, daß der Leuchtfleck niemals stillsteht oder sich nur langsam bewegt, es sei denn, die Strahlstromdichte wird wesentlich herabgesetzt. Da andernfalls der Schirm einbrennt, empfiehlt es sich, den Kippspannungsgenerator bei fehlender Meßspannung eingeschaltet zu lassen, so daß immer wenigstens eine Linie geschrieben wird.

Auf den Schirm fallendes Streulicht verschlechtert die Kontraste. Ist eine Abschirmung nicht ohne weiteres möglich, so ist zur Verbesserung der Kontraste die Verwendung eines Filters mit einer dem Leuchtfleck ähnlichen Farbe zu empfehlen. Einige Arten von Schirmmaterial fluoreszieren bei Erregung durch ultraviolettes Licht. Gegebenenfalls sind solche Schirme durch ein geeignetes Filter zu schützen.

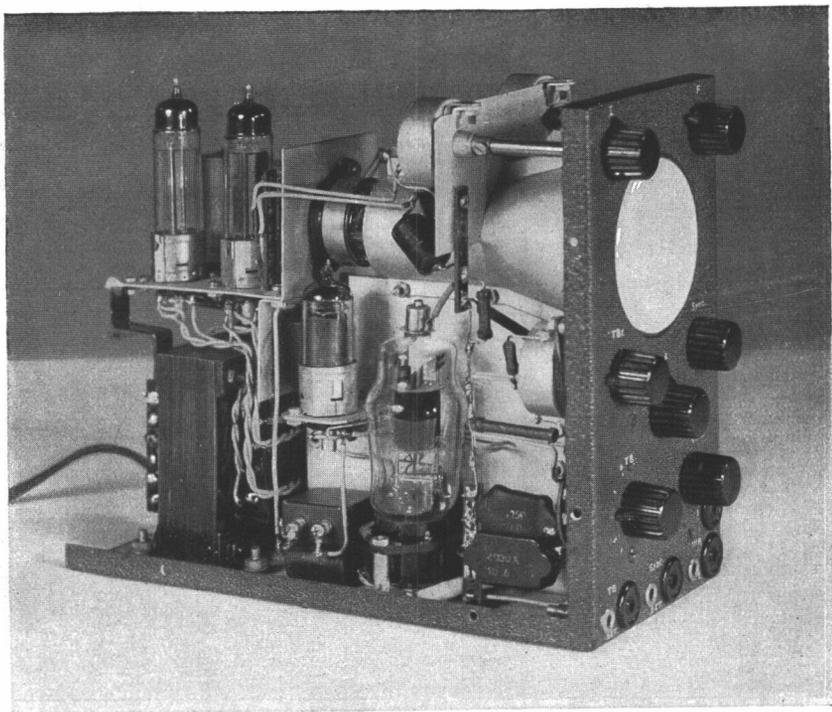
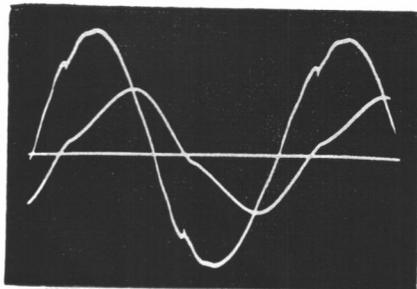


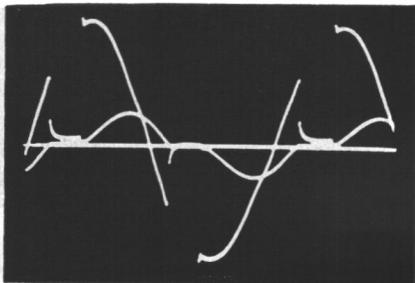
Abb. 9-5. Katodenstrahloszillograf nach Abb. 9-3 (Werkbild: *Elektro Spezial GmbH*)

Zur Vermeidung von Störungen durch äußere Magnetfelder ist es im allgemeinen erforderlich, die Katodenstrahlröhren in geeigneter Weise abzuschirmen. Am zweckmäßigsten geschieht dies durch ein der Form der Röhre angepaßtes konisches Rohrstück aus einem Material von hoher Permeabilität, z. B. aus Mu-Metall. In *Abb. 9-5* ist der die Röhre umschließende Mu-Metallzylinder zu erkennen.

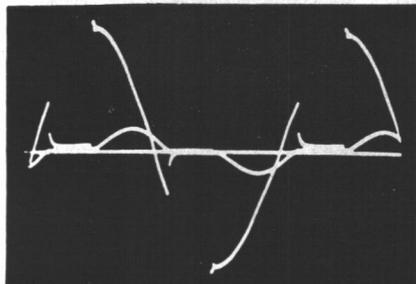
Wie außerordentlich gut die Verhältnisse in einem Stromkreis mit Hilfe eines Katodenstrahloszillografen veranschaulicht werden können, zeigt *Abb. 9-6*, in der der Strom- und Spannungsverlauf an einer induktiven Belastung zweier antiparallel geschalteter Thyratrons in Abhängigkeit vom Zündwinkel dargestellt ist (vgl. auch *Abb. 5-9*).



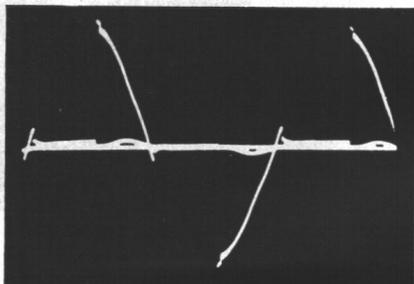
a) 1200 mA



b) 600 mA



c) 300 mA



d) 75 mA

Abb. 9-6. Strom- und Spannungsverlauf an einer induktiven Belastung zweier antiparallel geschalteter Thyratrons in Abhängigkeit vom Zündwinkel (vgl. Abb. 5-8 u. 5-9)

Abb. 9-6. Strom- und Spannungsverlauf an einer induktiven Belastung zweier antiparallel geschalteter Thyratrons in Abhängigkeit vom Zündwinkel (vgl. Abb. 5-8 u. 5-9)

Die Abbildung zeigt vier Oszilloskop-Aufnahmen (a-d) des Strom- und Spannungsverlaufs an einer induktiven Belastung zweier antiparallel geschalteter Thyratrons. Die Kurven sind in einem Koordinatensystem dargestellt, wobei die horizontale Achse die Zeit darstellt. Die Kurven zeigen die zeitliche Entwicklung des Stroms (I) und der Spannung (U) über einen Zeitraum von zwei Perioden. Die Kurven sind in vier Aufnahmen unterteilt, die jeweils einen anderen Zündwinkel darstellen. Die Kurven sind in einem Koordinatensystem dargestellt, wobei die horizontale Achse die Zeit darstellt. Die Kurven zeigen die zeitliche Entwicklung des Stroms (I) und der Spannung (U) über einen Zeitraum von zwei Perioden. Die Kurven sind in vier Aufnahmen unterteilt, die jeweils einen anderen Zündwinkel darstellen.

TEIL II

Elektronische Geräte für industrielle Zwecke

10. Elektronische Relais

Fast überall in der Industrie tritt in verschiedenster Form das Problem auf, durch ein verhältnismäßig sehr schwaches Steuersignal einen Vorgang auszulösen, z. B. ein- oder auszuschalten. Für solche Zwecke sind elektronische Relais in hervorragendem Maße geeignet, da sie mit so geringen Steuerleistungen auskommen, wie sie beispielsweise von einer Fozelle geliefert werden. Fozellengesteuerte Relais dieser Art wurden bereits im Teil I.7 und I.8 besprochen. Im folgenden sollen noch einige Spezialschaltungen behandelt werden, die für den industriellen Einsatz von besonderer Bedeutung sind.

Dämmerungsschalter

Ein sogenannter Dämmerungsschalter, der die Beleuchtung von Innenräumen, Reklamebeleuchtungen, Flugzeugwarnlichtern auf Fabrikschornsteinen usw. beim Hereinbrechen der Dunkelheit automatisch einschaltet und beim Hellwerden wieder abschaltet, ist in *Abb. 10-1* gezeigt. Das sehr einfache Gerät wird mit Wechselspannung betrieben, die an dem kleinen Transformator *Tr* liegt. Die in dem

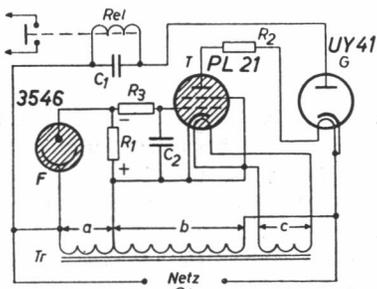


Abb. 10-1. Schaltschema eines Dämmerungsschalters

dem kleinen Transformator *Tr* liegt. Die in dem Wicklungsteil *a* erzeugte Spannung dient zur Speisung der gasgefüllten Fozelle, während die Wicklung *b* das Thyatron *T* mit Spannung versorgt. Das Gerät arbeitet jeweils nur während derjenigen Halbperioden der Wechselspannung, bei denen der rechte Pol der Wicklungen *a* und *b* positiv ist. Solange Licht auf die Fozelle fällt, verursacht der dann fließende Fotostrom einen Spannungsabfall an dem Widerstand *R*₁ mit der angegebenen Polarität, wodurch das Thyatron eine negative Gittervorspannung erhält und am Zünden gehindert wird. Beim Eintritt der Dunkelheit dagegen zündet die Röhre, und es fließt ein Strom über *R*₂ und den Brenner der indirekt

geheizten Gleichrichterröhre *G*. Nach Ablauf einer gewissen Zeit ist die Katode dieser Röhre angeheizt, worauf Strom durch das Relais *Rel* fließt und der Arbeitskontakt geschlossen wird. Die Röhre *G* dient als Verzögerungsrelais, um zu erreichen, daß die Schaltung nur auf langsame Helligkeitsänderungen anspricht, während kurzzeitige Schwankungen, die z. B. durch Flugzeuge am Tage oder Blitze bei Nacht verursacht werden, ohne Einfluß bleiben.

Die in der beschriebenen Schaltung benutzte Thyatronröhre ist eine edelgasgefüllte Tetrode mit besonders kleinen Abmessungen, die für Relaiszwecke dank der praktisch temperaturunabhängigen Steuerkennlinie sehr gut geeignet ist (*Abb. 10-2*). Der maximale mittlere Anodenstrom dieses Thyatrons ist 100 mA, so daß in diesem Fall der Heizstrom der Gleichrichterröhre *UY 41* von ebenfalls 100 mA ohne Zwischenschaltung eines weiteren Relais unmittelbar durch das Thyatron kontrolliert werden kann. Wir werden diese Tetrode wegen ihrer verschiedenartigen Anwendungsmöglichkeiten noch in zahlreichen anderen in diesem Buch beschriebenen Schaltungen antreffen.

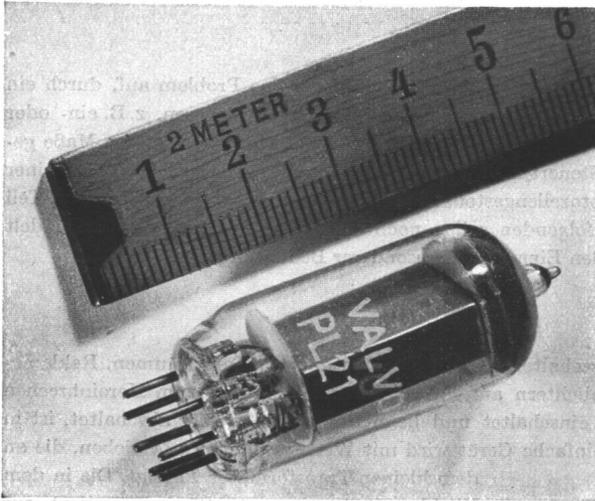


Abb. 10-2. Edelgasgefüllte Tetrode für Schalt- und Steuerzwecke (Valvo PL 21)

Fotoelektrisches Relais für Wechsellicht

In manchen Fällen ergibt sich bei der Anwendung fotoelektrischer Relais das Problem der Ausschaltung unerwünschten Nebenlichts. Es besteht zwar die Möglichkeit der Verwendung monochromatischen Lichts oder entsprechender Filter, wobei die benutzte Lichtwellenlänge im Spektrum des Nebenlichtes möglichst nicht enthalten sein sollte. Da aber diese Forderung in der Praxis meistens nur schwer erfüllbar ist, zieht man die Verwendung von Wechsellicht vor, für das eine Anordnung nach Art der in *Abb. 10-3* dargestellten Schaltung benutzt werden kann. Das von der Lampe ausgehende Licht passiert eine rotierende Lochscheibe, die den Lichtstrahl mit einer bestimmten Frequenz zerhackt. Hier-

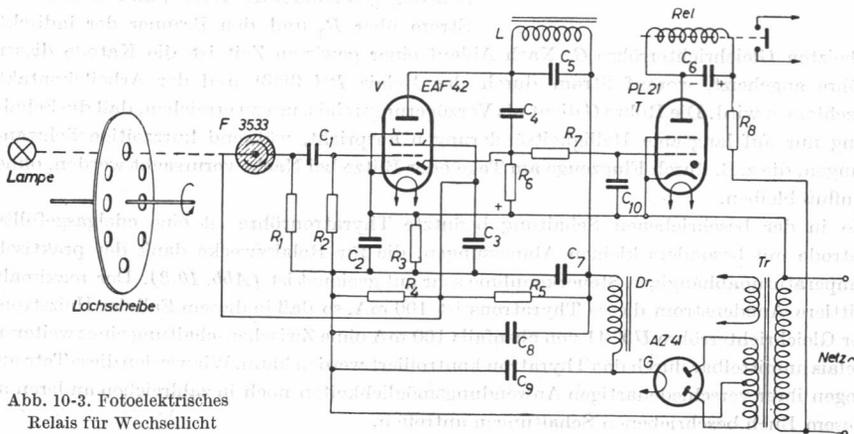


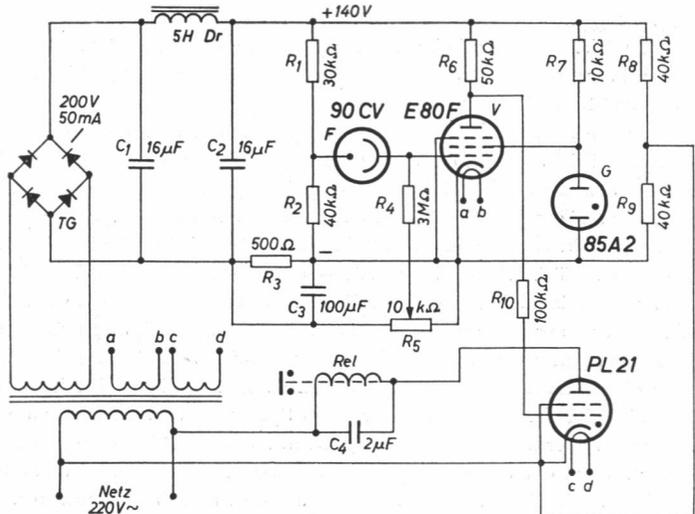
Abb. 10-3. Fotoelektrisches Relais für Wechsellicht

durch entsteht ein über die Zelle fließender intermittierender Fotostrom, den man sich in eine Gleichstrom- und eine Wechselstromkomponente entsprechender Frequenz zerlegt denken kann. Die somit an R_1 auftretende Wechselspannung wird über den Kondensator C_1 an das Steuergitter der Verstärkerröhre V geführt, wogegen der durch die Gleichstromkomponente hervorgerufene Gleichspannungsabfall an R_1 ohne weitere Wirkung bleibt. Die Röhre V ist als sogenannte Resonanzverstärkerstufe geschaltet; in ihrem Anodenkreis liegt ein aus der Selbstinduktion L und dem Kondensator C_5 bestehender Schwingungskreis, der auf die Frequenz der zu verstärkenden Wechselspannung abgestimmt ist. Der Schwingungskreis stellt dann für diese Frequenz einen sehr hohen Widerstand dar, und da – wie im Teil I.1 gezeigt wurde – die Verstärkung einer Pentode dem Außenwiderstand proportional ist, liefert die Resonanzverstärkerstufe eine beträchtliche Ausgangswechselspannung, die an den Polen des Kondensators C_5 abgenommen werden kann. Die Wechselspannung wird über den Kopplungskondensator C_4 der in der benutzten Verstärkerröhre eingebauten Diodenanode zugeführt. Durch die Gleichrichterwirkung der Diode fließt ein Richtstrom über R_6 , der einen Spannungsabfall mit der angegebenen Polarität hervorruft. Hierdurch erhält das Thyatron T eine negative Vorspannung, die es am Zünden hindert. Wird der auf die Fotozelle fallende intermittierende Lichtstrahl unterbrochen, so bricht auch die Spannung an R_6 zusammen, und das Thyatron zündet. Wie man erkennt, ist die Funktion dieser Schaltung von dem Vorhandensein von Nebenlicht völlig unabhängig; auch auf Wechsellicht einer anderen Frequenz erfolgt kein Ansprechen, da der im Anodenkreis von V liegende Resonanzkreis für andere Frequenzen nur einen sehr kleinen Widerstand darstellt. Das im Anodenstromkreis von T liegende Relais ist mit einem Kondensator C_6 überbrückt. Dieser Kondensator lädt sich während der positiven Halbwellen der Anodenspannung mit der angegebenen Polarität auf und entlädt sich in der jeweils folgenden negativen Halbperiode über die Relaiswicklung, so daß der Stromfluß durch das Relais ständig aufrechterhalten und ein „Flattern“ des Relais verhindert wird. Der Kondensator darf jedoch nur so groß gewählt werden, daß er sich während der negativen Halbperioden weitgehend entladen kann; andernfalls wirkt die verbleibende Restspannung in der nächsten Halbperiode der Anodenspannung entgegen und kann verursachen, daß das Thyatron gelöscht bleibt, bis die Spannung sich schließlich über die Relaiswicklung so weit ausgeglichen hat, daß wieder die Zündung einsetzt. Es kann also ein periodisches Zünden und Löschen der Röhre eintreten, das natürlich das ordnungsgemäße Arbeiten des Geräts unmöglich machen würde. Man wählt daher den Parallelkondensator im allgemeinen nicht größer als $1 \dots 2 \mu\text{F}$. Natürlich könnte man an Stelle des Gleichstromrelais auch ein Wechselstromrelais verwenden und den Parallelkondensator weglassen, doch empfiehlt sich diese Lösung nicht, und zwar wegen der im Anodenstrom vorhandenen Gleichstromkomponente, die dann eine zusätzliche unerwünschte Belastung darstellt.

Fotoelektrisches Relais mit Vorverstärkerstufe

Die Schaltung eines fotoelektrischen Relais mit Vorverstärkerstufe unter Verwendung einer modernen Hochvakuumzelle zeigt *Abb. 10-4*. Im belichteten Zustand ist das Potential des Steuergitters der Langlebensdauerpentode E 80 F positiv, so daß die Ausgangsspannung der Brückenschaltung, die durch die Röhre V und die Widerstände R_6 , R_8 , R_9

Abb. 10-4. Schaltung eines fotoelektrischen Relais mit Vorverstärkerstufe



gebildet wird, negativ ist und das Thyatron PL 21 sperrt. Wird der auf die Zelle fallende Lichtstrahl jedoch unterbrochen, so zündet das Thyatron. Die Schirmgitterspannung der Vorverstärkerröhre *V* ist durch eine Stabilisatorröhre *G* auf 85 V stabilisiert, so daß die Schaltung von Schwankungen der Netzspannung praktisch unabhängig wird. In *Abb. 10-5* ist die praktische Ausführung eines fotoelektrischen Relais gezeigt.

Selbsttätiger Türöffner

In industriellen Betrieben besteht häufig die Notwendigkeit, Türen, die aus betrieblichen Gründen möglichst geschlossen zu halten sind, z. B. zum Transport von Materialien, selbsttätig zu öffnen oder zu schließen. Die Forderungen, die an einen derartigen Türöffner zu stellen sind, lassen sich etwa wie folgt zusammenfassen:

1. Die Tür muß in geschlossenem Zustand verriegelt sein;
2. die Auslösung des Öffnungsvorgangs muß vollautomatisch durch eine sich nähernde Person (oder einen Gegenstand) mit einer Vorrichtung erfolgen, die einen Durchgangsverkehr in beiden Richtungen zuläßt;
3. beim Passieren von Fahrzeugen (z. B. Elektrokarren mit Anhängern) oder von Personengruppen muß die Tür so lange geöffnet bleiben, bis der Durchgang wieder frei ist;
4. der Schließvorgang muß ebenfalls automatisch eingeleitet werden;
5. der Schließvorgang muß so elastisch erfolgen, daß er durch eine Person leicht gehemmt werden kann, um die Gefahr von Unfällen auszuschließen;
6. die gesamte Anlage muß zuverlässig arbeiten und ständig betriebsbereit sein; nach Abschalten der Anlage muß sich die Tür wie üblich öffnen und schließen lassen;
7. der Kostenaufwand muß gering sein.

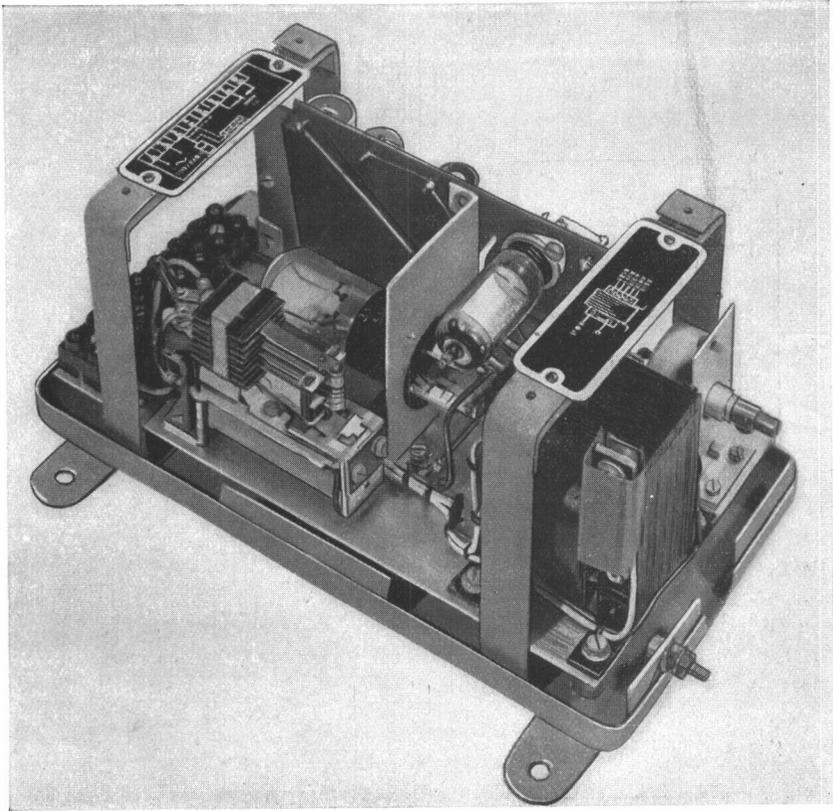


Abb. 10-5. Praktische Ausführung eines fotoelektrischen Relais

Nachstehend ist eine derartige Vorrichtung beschrieben, die sämtliche genannten Forderungen erfüllt (Abb. 10-6). Die Anlage besteht aus zwei Fotozellen F_1 und F_2 , die in dem Raum zu beiden Seiten der Tür so angeordnet sind, daß die von zwei Lampen L_1 und L_2 auf sie auftreffenden Lichtstrahlen den Zugang zur Tür sperren. Wenn auf beide Fotozellen Licht fällt, erzeugt der über den Widerstand R_2 fließende Strom einen Spannungsabfall, der als negative Gitterspannung das Thyatron T sperrt. Wird nun einer der beiden Lichtstrahlen durch eine sich nähernde Person unterbrochen, so sinkt der durch R_2 fließende Strom und vermindert damit auch die negative Gitterspannung des Thyatrons, worauf es zündet und dadurch der Anker des Relais RL angezogen wird. Der Anker schließt nunmehr einen Schwachstromkreis; als Folge davon setzt sich ein elektrischer Türöffner in Tätigkeit, wie er z. B. an Haustüren von Mietshäusern oft zur Verwendung gelangt. Der durch Federkraft zurückschnellende Bolzen zieht über eine kurze Kette den Türschnapper zurück, und die Tür entriegelt sich. Der Türöffner weicht von den sonst bekannten Kon-

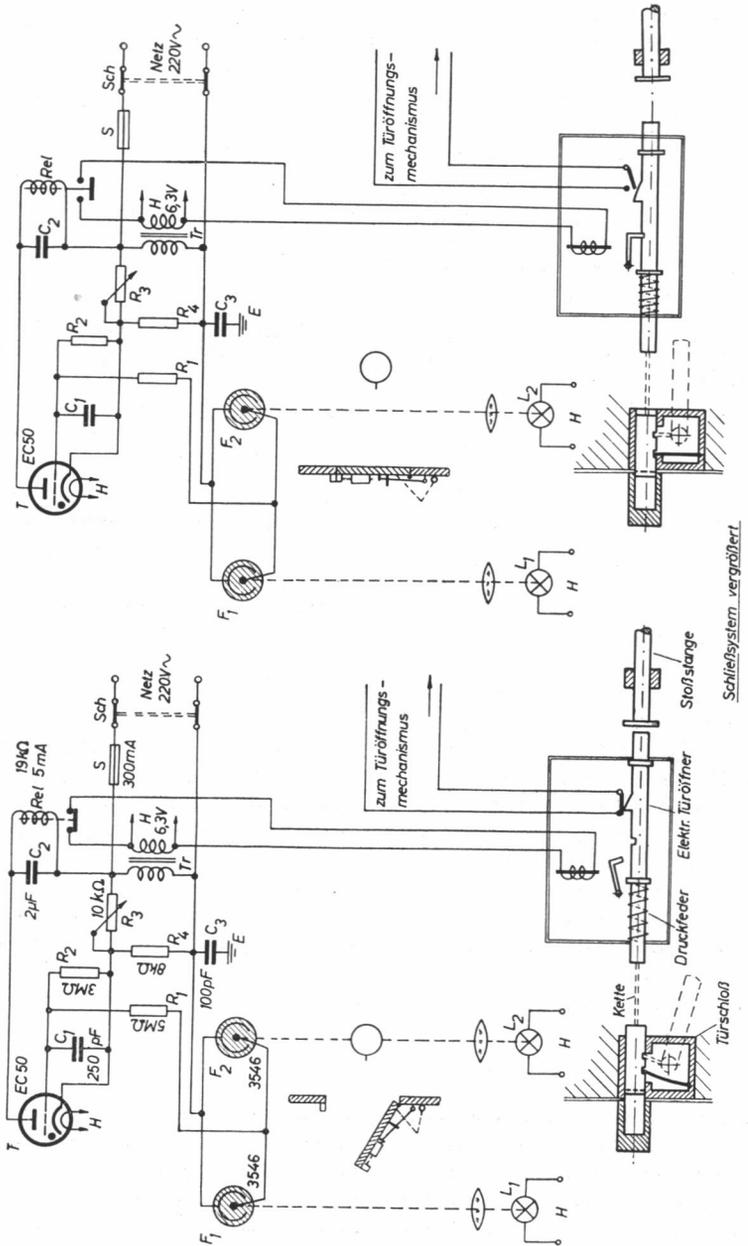


Abb. 10-6. Ein fotoelektrischer Türöffner

struktionen insofern ab, als er einen zusätzlichen Kontakt hat, der durch eine an dem Bolzen befindliche Nase geschlossen wird. Durch diesen Kontakt setzt sich eine pneumatisch oder elektromotorisch arbeitende Vorrichtung in Tätigkeit, die das eigentliche Öffnen der Türe bewirkt. Derartige Vorrichtungen finden z. B. bei Omnibussen, Straßenbahnen und elektrischen Zügen vielfach Verwendung, so daß hier auf eine nähere Beschreibung dieser zum Teil recht einfachen Mechanismen verzichtet werden kann. Die Tür öffnet sich, bis eine am Türpfosten drehbar befestigte Stoßstange den Bolzen des Türöffners berührt und ihn allmählich in seine ursprüngliche Position zurückdrückt, wodurch der Öffnungsvorgang unterbrochen wird. Das Schließen der Tür wird von einem pneumatischen Türschließer üblicher Bauart besorgt. Wesentlich für die Funktion der ganzen Anlage ist, daß das Öffnen in rascherem Tempo erfolgt als das Schließen. Offenbar bleibt die Tür geöffnet, solange eine der Lichtschranken unterbrochen ist; ebenso setzt der Vorgang des Öffnens sofort wieder ein, wenn die Tür sich bereits in halbgeschlossenem Zustand befindet und eine Lichtschranke noch einmal, wenn auch nur kurzzeitig, unterbrochen wird. Durch den Hauptschalter *Sch* kann man die Anlage außer Betrieb setzen, worauf dann die Tür in normaler Weise zu öffnen ist. Zur besseren Erläuterung ist die Schaltung der Anlage bei geöffneter und bei geschlossener Tür dargestellt. Als Thyratron wird z. B. die *Valvo*-Type EC 50 verwendet, die in dieser Schaltung eine jahrelange Lebensdauer hat. Als Fotozelle kann die *Valvo*-Type 3546 dienen. Die Stärke der zu verwendenden Lichtquellen richtet sich nach der Art der Optik und der Länge der Lichtwege; im allgemeinen kommt man mit 6,3-Volt-Lämpchen aus, die aus dem Heiztransformator des Thyratrons gespeist werden können. Mit dem Potentiometer R_3 wird die Empfindlichkeit der fotoelektrischen Steuerung einmalig eingestellt.

Kontrolle von Ölfeuerungen

Bei Ölfeuerungen muß zum einwandfreien Arbeiten gewährleistet sein, daß nicht nur ein kräftiger Funke zum Zünden des Öl-Luft-Gemisches vorhanden ist, sondern es ist auch notwendig, daß die Anlage sich im Falle einer Störung selbsttätig abschaltet und Alarm gibt. Außerdem muß die Überhitzung des Kessels sowie der zu beheizenden Räumlichkeiten ausgeschlossen sein, bzw. eine im voraus festgelegte Höchsttemperatur darf möglichst nicht überschritten werden. Nach den jeweiligen Anforderungen, die an eine solche Anlage gestellt werden, setzt sich die elektrische Steuerung aus einem oder mehreren Schaltkreisen zusammen. Die in *Abb. 10-7* dargestellte Schaltung besteht aus den folgenden Arbeitskreisen:

- | | |
|----------------------|----------------------|
| 1. Zündkreis | 4. Verzögerungskreis |
| 2. Anheizkreis | 5. Motorkreis |
| 3. Beobachtungskreis | 6. Signalkreis |

Wenn der Hauptschalter eingeschaltet wird, erhalten der Netztransformator Tr_1 , der Heiztransformator Tr_2 und über den Kontakt Kth_1 das Motorrelais Spannung. Der Motor läuft an und preßt Luft in die Brenndüse. Nach einigen Sekunden ist die Katode der im Anheizkreis liegenden Gleichrichterröhre G_2 angeheizt, und das Relais AR erhält Strom. Der Kontakt AR_1 schließt den Zündkreis, worauf sich der Kondensator C_3 mit der angegebenen Polarität auflädt. Durch den Ladestrom entsteht ein Spannungsabfall an den

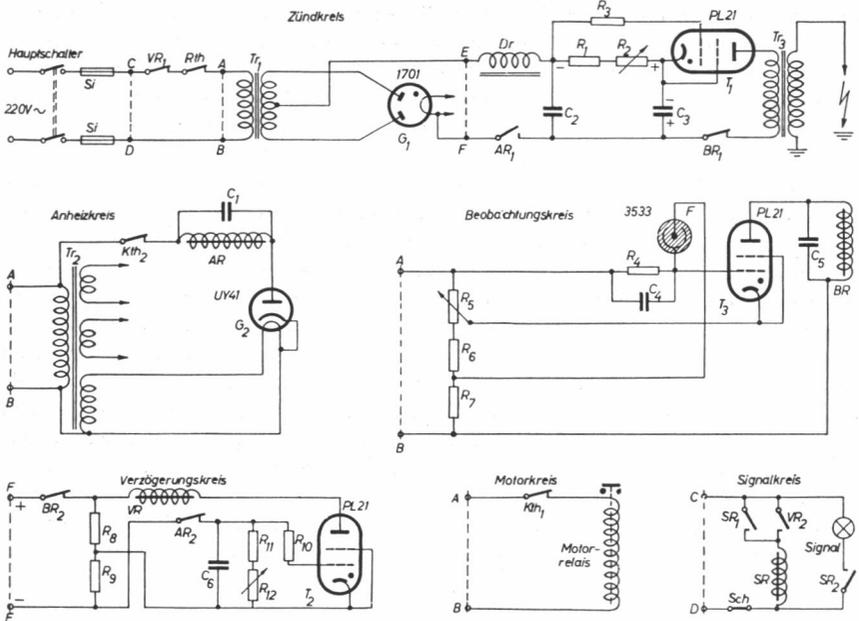


Abb. 10-7. Automatische Kontrolle einer Ölfuerungsanlage

Widerständen R_1 und R_2 , der das Thyatron T_1 sperrt. Diese Röhre zündet jedoch nach beendeter Ladung und läßt C_3 über die Primärwicklung des Zündtransformators Tr_3 entladen. Durch die Induktivität der Transformatorwicklung wird der Entladestrom noch eine kurze Weile aufrechterhalten, bis die Spannung an der Anode von T_1 unter den Wert der Bogenspannung sinkt und die Röhre löscht. Hierauf läßt sich C_3 wieder auf, und der Vorgang wiederholt sich periodisch. Bei jeder Entladung von C_3 fließt ein Stromstoß durch die Primärwicklung von Tr_3 , und dadurch entsteht sekundärseitig ein Spannungsimpuls, der den Zündfunken verursacht. Die Frequenz der aufeinanderfolgenden Zündfunken kann durch den Widerstand R_2 geregelt werden.

Gleichzeitig mit dem Einsatz der Zündfunken wird durch Öffnen des Kontakts AR_2 die bisher an C_6 und damit am Gitter von T_2 liegende negative Spannung abgeschaltet, so daß sich C_6 über R_{11} , R_{12} entladen kann. Die Entladungszeit wird durch R_{12} eingestellt. Es sei angenommen, daß das Öl-Luft-Gemisch vor Ablauf dieser Zeit zündet; die Fotozelle wird dadurch beleuchtet und veranlaßt die Zündung von T_3 . Das Relais BR erhält Strom und unterbricht den Zündkreis; außerdem wird der Verzögerungskreis unterbrochen, so daß T_2 nicht mehr zum Zünden kommt. Die Anlage ist nunmehr im Betriebszustand. Wird nun durch die Feuerung die gewünschte Kesseltemperatur erreicht, so spricht der Kesselthermostat an und unterbricht durch die Kontakte Kth_1 und Kth_2 den Motor- und Anheizkreis. Die Flamme der Feuerung erlischt, und die Fotozelle wird nicht

mehr beleuchtet, wodurch T_3 löscht und das Relais BR stromlos wird. Die Kontakte BR_1 und BR_2 schließen sich und schalten den Verzögerungskreis ein, während der Zündkreis durch AR_1 noch außer Betrieb bleibt. Sinkt nun die Kesseltemperatur unter einen bestimmten Wert, schließen sich die Kontakte Kth_1 und Kth_2 wieder, worauf der Motor anläuft, die Zündfunken einsetzen und die durch C_6 ($R_{11} + R_{12}$) bestimmte Zeit des Verzögerungskreises abzulaufen beginnt.

Wenn nun schließlich die Raumtemperatur erreicht ist, die durch einen Raumthermostaten kontrolliert werden mag, so öffnet sich der Kontakt Rth , worauf sich die gesamte Anlage so lange außer Betrieb setzt, bis beim Erreichen der unteren Temperaturgrenze dieser Kontakt wieder geschlossen wird und sich der oben beschriebene Einschaltvorgang wiederholt. Tritt hierbei jedoch eine Störung auf, sei es, daß keine Zündfunken gebildet werden oder das Gasgemisch nicht zündet, so bekommt die Fozozelle kein Licht, und der Verzögerungskreis bleibt über BR_2 unter Spannung. Nach Ablauf der Verzögerungszeit, d. h. nachdem sich C_6 nahezu entladen hat, zündet T_2 , wodurch das Relais VR anspricht und über den Kontakt VR_1 die gesamte Anlage außer Betrieb setzt. Außerdem tritt über VR_2 der Signalkreis in Tätigkeit. Das Signal bleibt durch das selbsthaltende Relais SR so lange eingeschaltet, bis der Stromkreis durch Sch von Hand unterbrochen wird. Tritt die Störung während des Betriebes auf und erlischt die Brennerflamme, so schließt sich über den Beobachtungskreis der Kontakt BR_2 . Da der Kondensator C_6 jedoch bereits entladen ist, tritt die Auslösung des Alarms in diesem Fall ohne Verzögerung ein.

Rauchdichtemeldegerät

In Abb. 10-8 ist das Schaltschema eines fotoelektrischen Relais dargestellt, das man z. B. als Rauchdichtemeldegerät verwenden kann. Es arbeitet mit zwei Fozozellen F_1 und F_2 , die in einer Brückenschaltung angeordnet sind. Das Potentiometer P ist so eingestellt, daß die Verstärkerröhre V nur eine geringe negative Vorspannung erhält, solange auf beide Fozozellen die gleiche Lichtmenge fällt, so daß Anodenstrom fließt und an dem Widerstand R_2 ein Spannungsabfall mit der angegebenen Polarität entsteht. Hierdurch wird das Thyatron T am Zünden gehindert, und das Relais Rel ist stromlos. Schwächt sich z. B. durch stärkere Rauchentwicklung das auf die Zelle F_1 fallende Licht, so nimmt ihr Widerstand zu, und das Steuergitter von V wird negativer. Hierdurch nimmt der Anodenstrom dieser Röhre ab, und damit auch der an R_2 stehende Spannungsabfall. Als Folge hiervon würde das Thyatron zunächst mit 90° Phasenverzögerung zünden und erst bei weiter abnehmender negativer Steuergitterspannung den vollen Strom durchlassen. Das im Anodenkreis liegende Relais würde also zunächst einen verminderten Strom erhalten, der kein

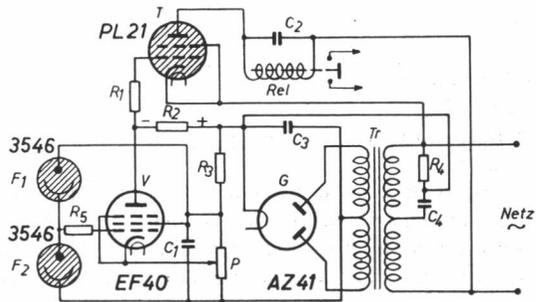


Abb. 10-8. Schaltung eines Rauchdichtemeldegeräts

den Anodenstrom dieser Röhre ab, und damit auch der an R_2 stehende Spannungsabfall. Als Folge hiervon würde das Thyatron zunächst mit 90° Phasenverzögerung zünden und erst bei weiter abnehmender negativer Steuergitterspannung den vollen Strom durchlassen. Das im Anodenkreis liegende Relais würde also zunächst einen verminderten Strom erhalten, der kein

einwandfreies Ansprechen gewährleistet. Aus diesem Grunde wird dem Thyatron eine zusätzliche Gitterwechselspannung zugeführt, die der Anodenspannung um etwa 90° in der Phase voreilt (Abb. 10-9). Wie man erkennt, wird bei abnehmender negativer Gittergleichspannung die Zündkennlinie nunmehr etwa an der mit einem Pfeil bezeichneten Stelle geschnitten, d. h., das Thyatron zündet nur mit kleinem Zündwinkel, und das Relais erhält den vollen Strom. Die Gitterwechselspannung wird an dem Widerstand R_4 abgegriffen, der klein gegenüber dem Wechselstromwiderstand des Kondensators C_4 ist. Wie Abb. 10-10 zeigt, eilt in diesem Fall die an R_4 stehende Spannung um beinahe 90° der Transformatorspannung voraus.

In Abb. 10-11 ist die praktische Ausführung eines fünffachen elektronischen Relais dargestellt, das zur fotoelektrischen Kontrolle von keramischen Werkstücken dient (Harms u. Wende, Hamburg-Harburg).

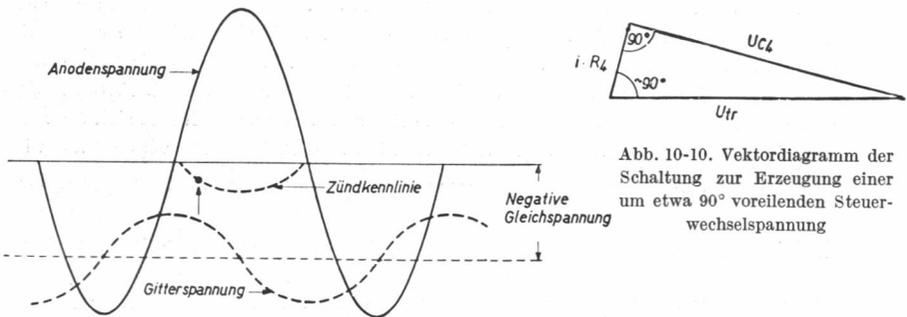


Abb. 10-9. Gittersteuerung des Thyatrons nach Abb. 10-8

Abb. 10-10. Vektordiagramm der Schaltung zur Erzeugung einer um etwa 90° voreilenden Steuerwechselspannung

Kontrolle von Konservendbüchsen

Konservendbüchsen aus Schwarzblech werden innen häufig mit einem Schutzlack überzogen, um eine Korrosion des Blechs durch den manchmal stark säurehaltigen Inhalt zu verhindern. Es ist daher erwünscht, Büchsen, bei denen die Lackierung an irgendeiner kleinen Stelle fehlt, mit Hilfe einer einfachen und doch sicher wirkenden Vorrichtung vor der weiteren Verarbeitung auszusondern. Dies geschieht in der Weise, daß die auf einem Fließband stehenden Büchsen mit Wasser, u. U. auch mit einer schwachen Kochsalzlösung gefüllt werden (Abb. 10-12). In diese wird eine Elektrode E eingetaucht, die mit dem Gitter eines Thyatrons T verbunden ist. Das Thyatron erhält eine negative Gittervorspannung durch den an R_3 stehenden Spannungsabfall, so daß es gelöscht ist. Wenn die Lackierung der Büchse nicht ganz einwandfrei ist, fließt ein geringer Strom über den Widerstand R_2 und erzeugt einen Spannungsabfall mit der angegebenen Polarität; das Thyatron zündet und setzt das Relais Rel unter Strom. Hierdurch wird eine mechanische Vorrichtung zur Aussonderung der fehlerhaften Büchse in Tätigkeit gesetzt, die gleichzeitig den Schalter S kurzzeitig öffnet, so daß das Thyatron wieder löscht und die Vorrichtung zum nächsten Prüfvorgang bereit ist.

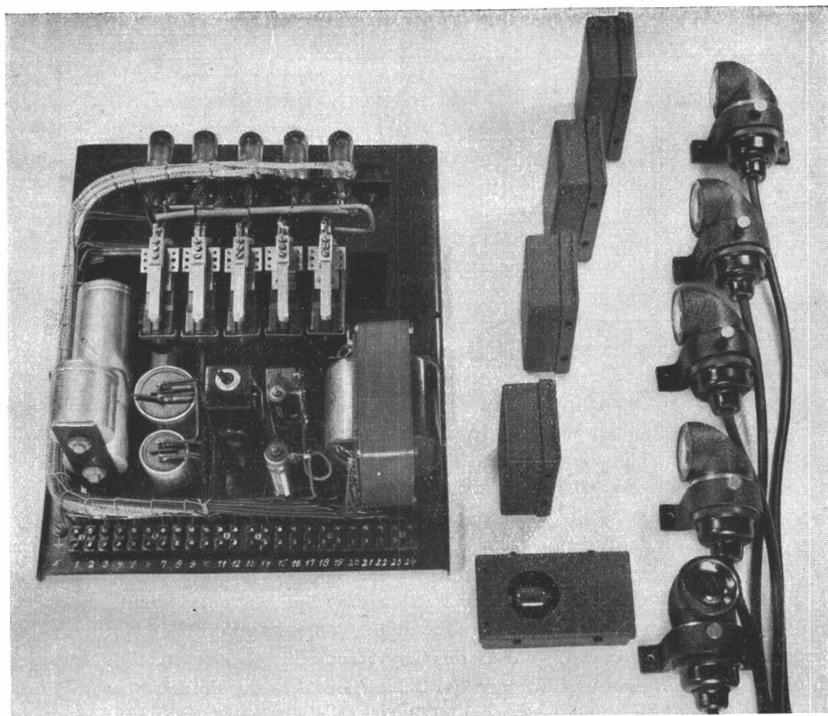


Abb. 10-11. Fünffaches fotoelektrisches Relais (Werkbild: Harms u. Wende, Hamburg-Harburg)

Umsteuerung eines Motors

Die nachstehend beschriebene selbsttätige Umsteuerung eines Motors innerhalb eines vorher eingestellten Bereiches kann z. B. bei Hebezeugen zum Heben und Senken von Lasten verwendet werden. Ferner eignet sich die Schaltung auch zur automatischen Motorumsteuerung bei Werkzeugmaschinen und bei anderen Vorgängen, die periodisch zwischen zwei vorgegebenen Grenzen verlaufen. Sie läßt sich ferner zum Einhalten von Temperaturen innerhalb eines einstellbaren Bereiches verwenden. Der Motor *M* (Abb. 10-13) ist mit zwei Feldwicklungen ausgerüstet, so daß Rechts- und Linkslauf möglich sind, je nachdem, ob das Relais *Rel*₁ Strom führt oder nicht. Der Schleifkontakt des Potentiometers *R*₁₀ ist

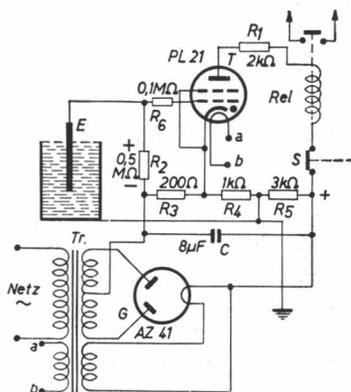


Abb. 10-12. Schaltung zur Aussonderung fehlerhaft lackierter Konservendbüchsen

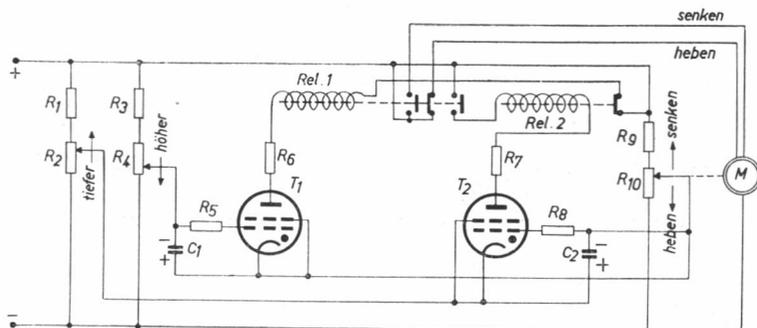


Abb. 10-13. Schaltung zur Umsteuerung eines Motors für Hebezeuge

über ein Getriebe mit dem Motor gekuppelt. Es sei angenommen, daß der Motor eine Last hebt bzw. senkt, wobei der Schleifer in der angegebenen Richtung verschoben wird. Die Potentiometer R_2 und R_4 dienen zum Einstellen der oberen und unteren Grenze des Hubbereiches. Das Relais Rel_1 ist so geschaltet, daß der Motor die Last hebt, wenn es stromlos ist, und senkt, wenn es Strom führt. In der gezeichneten Stellung ist Rel_1 stromlos; die Last wird also gehoben und gleichzeitig die Einstellung des Schleifkontaktes am Potentiometer R_{10} verändert, wodurch die Spannungsdifferenz der Schleifkontakte von R_4 und R_{10} und damit die am Gitter des Thyristrons T_1 wirksame Spannung des Kondensators C_1 sich verringert. Schließlich zündet T_1 , worauf das Relais Rel_1 anzieht und den Motor umsteuert; außerdem wird der Anodenstromkreis des Thyristrons T_2 geschlossen. T_2 zündet jedoch noch nicht, da die Spannungsdifferenz der Schleifkontakte der Potentiometer R_2 und R_{10} den Kondensator C_2 mit der angegebenen Polarität auflädt. Diese Spannung verringert sich jedoch in dem Maß, wie sich die Last senkt, bis schließlich T_2 zündet, das Relais Rel_2 anzieht, der Anodenstromkreis von T_1 somit unterbrochen, T_2 gelöscht und der Motor wieder umgesteuert wird. Damit ist der Ausgangszustand wieder erreicht, und der gesamte Vorgang wiederholt sich.

11. Elektronische Zähl-schaltungen

Häufig besteht die Notwendigkeit, Gegenstände oder Werkstücke z. B. bei der Fließbandfertigung zu zählen. Während man zur Abtastung der einzelnen Stücke eine Fotozelle mit angeschlossener elektronischen Relais benutzen kann, wird außerdem noch ein Zählwerk benötigt, das die Anzahl der von der Fotozelle bzw. dem Relais gelieferten Impulse registriert. Es gibt nun zwar mechanische Zählvorrichtungen verschiedenster Konstruktion, die verwendet werden können, doch kommen Fälle vor, in denen die maximale Zählgeschwindigkeit mechanischer Geräte nicht mehr ausreicht. Man muß dann elektronisch arbeitende Untersetzerstufen vorschalten, die je nach ihrer Schaltung die Zählung und Registrierung von vielen tausend Impulsen je Sekunde gestatten. In andern Fällen sind die zu zählenden Impulse so schwach, daß sie zur Betätigung von mechanischen Zähl-einrichtungen nicht ausreichen. Die Benutzung elektronischer Zähl-schaltungen ist dann ebenfalls angebracht.

"Scale-of-two circuit"

Eine einfache Schaltung, welche die von einer Fozelle F gelieferten Impulse im Verhältnis 1 : 2 untersetzt („scale-of-two circuit“), ist in *Abb. 11-1* wiedergegeben. Es sei angenommen, die Fozelle werde periodisch kurz belichtet, z.B. durch einen an den zu zählenden Gegenständen reflektierten Lichtstrahl. An dem Widerstand R_5 treten dann im gleichen Rhythmus kurzzeitige positive Spannungsimpulse auf, die über die Kondensatoren C_1 und C_2 den Gittern der Thyratrons T_1 und T_2 zugeführt werden. Da die Zündspannung von zwei Röhren immer etwas voneinander verschieden ist, wird eine der Röhren, angenommen T_1 , zuerst zünden. Zugleich wird die Zündung von T_2 dadurch verhindert, daß ein Strom über den gemeinsamen Katodenwiderstand R_1 fließt, der die negative

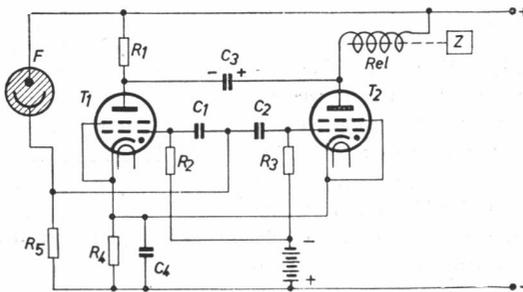
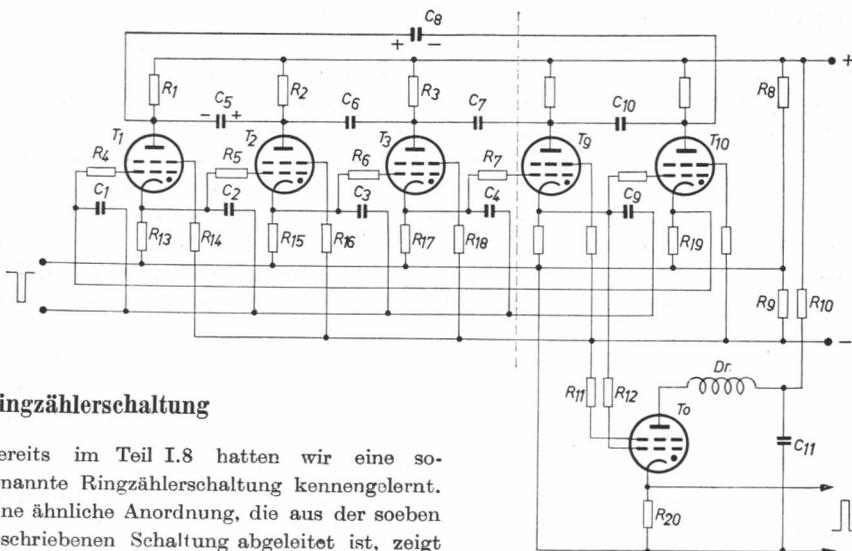


Abb. 11-1. Einfache Impuls-Untersetzerschaltung 1 : 2
(scale-of-two circuit)

Gitterspannung von T_2 erhöht. Außerdem hat die Anode von T_1 nunmehr das Potential der Bogenspannung, und da der Kondensator C_3 bisher als entladen angenommen war, gilt das gleiche für die Anode von T_2 , bis sich C_3 wie angegeben aufgeladen hat. Trifft nun ein zweiter positiver Impuls ein, so wird T_2 zünden, da die Anode inzwischen das Potential der Speisespannung wieder angenommen hat. In diesem Augenblick erniedrigt sich jedoch ihr Potential auf den Wert der Bogenspannung, und die Ladung des Kondensators C_3 bewirkt, daß die Anode von T_1 kurzzeitig ein noch wesentlich niedrigeres Potential annimmt, wodurch diese Röhre löscht. Durch den über *Rel* fließenden Anodenstrom von T_2 wird das angeschlossene Zählwerk Z einmal betätigt. Da jetzt T_1 gelöscht und T_2 gezündet ist, lädt sich der Kondensator C_3 um, so daß die linke Belegung positiv ist. Beim Eintreffen eines dritten Impulses zündet nun wieder T_1 , während T_2 in analoger Weise wie soeben T_1 löscht, da die Spannung an C_3 das Potential der Anode unter den Wert der Bogenspannung drückt. Der vierte Impuls wird wiederum T_2 zünden und T_1 löschen, wobei sich gleichzeitig das Zählwerk betätigt. Offenbar ist dies nur bei jedem zweiten Impuls der Fall.



Ringzählerschaltung

Bereits im Teil I.8 hatten wir eine sogenannte Ringzählerschaltung kennengelernt. Eine ähnliche Anordnung, die aus der soeben beschriebenen Schaltung abgeleitet ist, zeigt Abb. 11-2. Es kommen kleine edelgasgefüllte Doppelgitterthyatronen der Type PL 21 zur Anwendung. Bei dieser Röhre kann die Steuerkennlinie in den Bereich positiver Gitterspannungen verlegt werden, indem man dem zweiten Gitter eine entsprechend negative Vorspannung erteilt (Abb. 11-3). Dies ist bei allen Röhren der Abb. 11-2 der Fall, denn ihre Katoden erhalten ein bestimmtes positives Potential, das durch den Spannungsabfall an dem Widerstand R_9 gegeben ist. Jede Röhre benötigt also zur Zündung eine positive Spannung bestimmter Größe zwischen Steuergitter und Katode. Es sei nun an-

Abb. 11-2. Dekaden-Ringzählerschaltung mit edelgasgefüllten Doppelgitter-Thyatronen

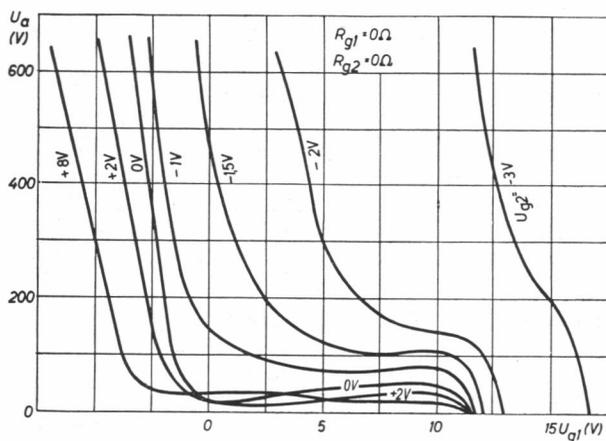


Abb. 11-3. Steuerkennlinien der Edelgas-Tetrode PL 21 in Abhängigkeit von der Schirmgitterspannung

genommen, daß die Röhre T_{10} gezündet ist; dann steht an R_{19} ein positiver Spannungsabfall, der im Gitterkreis der Röhre T_1 wirksam, jedoch noch nicht ausreichend ist, um sie zu zünden. Ferner ist der Kondensator C_8 wie angegeben aufgeladen.

Wenn eingangsseitig ein Spannungsimpuls der gezeichneten Art und bestimmter Größe auftritt, wird er über C_1 dem Gitter von T_1 zugeführt, und diese Röhre zündet. Zwar tritt der Impuls auch an den Gittern der übrigen Röhren auf, doch zünden sie nicht, da sie keine positive Gittervorspannung haben. Gleichzeitig wird T_{10} gelöscht, da die an C_8 herrschende Spannung das Potential der Anode kurzzeitig unter den Wert der Bogenspannung bringt. Infolge des über R_{13} fließenden Anodenstroms erhält jetzt das Gitter von T_2 eine positive Vorspannung; außerdem lädt sich der Kondensator C_5 wie angegeben auf. Beim Eintreffen des nächsten Impulses wird also T_2 zünden und T_1 löschen, und so setzt sich der Vorgang des Zündens und Löschens als Folge weiterer Impulse fort, bis schließlich T_9 gezündet ist. Der nächste Impuls zündet sowohl T_{10} als auch T_0 , worauf sich der Kondensator C_{11} über die Drossel und R_{20} entladen kann. T_0 löscht sodann durch die Wirkung der Selbstinduktion, wie sie bereits beschrieben wurde, so daß nur ein kurzer Stromstoß über R_{20} fließt und einen Spannungsimpuls erzeugt, der zum Zählring der nächsten Dekade geführt wird. Nunmehr werden weitere Impulse den Zählring der ersten Dekade erneut durchlaufen, bis der 20ste Impuls T_0 wiederum zum Zünden bringt und den zweiten Impuls in den Zählring der nächsten Dekade liefert.

Eccles-Jordan-Schaltung

Eine andere, ebenfalls in der Praxis viel verwendete Zählschaltung benutzt an Stelle von Thyratrons Doppeltrioden in der sogenannten Eccles-Jordan-Schaltung, die in der Abb. 11-4 dargestellt ist. Die beiden Systeme seien mit A und B bezeichnet. Sie haben je einen eigenen Anodenwiderstand R_1 und R_2 und einen gemeinsamen Anodenwiderstand R_3 . Ferner ist noch ein gemeinsamer Katodenwiderstand R_{10} vorhanden. Der Schalter S sei zunächst als geschlossen angenommen. Zwischen Anode und Katode des Systems A liegt ferner noch eine Signallämpfe Gl nebst ihrem Vorwiderstand R_6 . Die von der Fotozelle oder dem angeschlossenen Verstärker gelieferten Impulse werden über den Kondensator C_1 zugeführt; sie mögen die angegebene Form haben, d. h. Punkt X werde kurzzeitig negativ gegenüber der positiven Speiseleitung. Betrachten wir zunächst das Verhalten der Doppeltriode, ohne daß Impulse vorhanden sind. Durch die beiden Röhrensysteme A und B fließen zwei Anodenströme, die wegen des symmetrischen Aufbaues der Schaltung zwar theoretisch einander gleich sein sollten, jedoch in Wirklichkeit durch die unvermeidliche Röhrenstreuung gegeneinander ein wenig verschieden sind. Es sei angenommen, daß der Anodenstrom des Systems A einen etwas höheren Wert habe. Dann entsteht hierdurch am Widerstand R_1 ein größerer Spannungs-

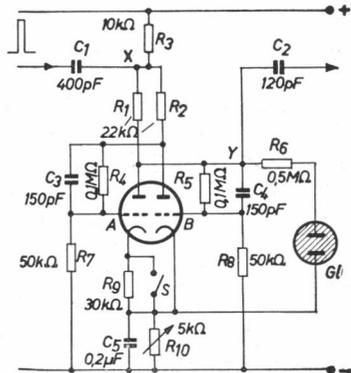


Abb. 11-4. Eccles-Jordan-Schaltung

abfall als am Widerstand R_2 . Da R_1 mit R_3 und R_8 eine Spannungsteilerkette bildet, die zusammen mit dem am Katodenwiderstand R_{10} stehenden Spannungsabfall die tatsächliche Gittervorspannung des Systems B bestimmt, so erniedrigt sich durch das Anwachsen des Spannungsabfalls an R_1 das Potential des Gitters von System B . Die Folge hiervon ist ein Rückgang des Anodenstroms durch B und damit eine Verminderung des Spannungsabfalls am Anodenwiderstand R_2 . Dies wiederum hat über die Spannungsteilerkette R_2 , R_4 , R_7 eine Erhöhung des Gitterpotentials von System A zur Folge und damit eine weitere Vergrößerung des Anodenstroms. Wie man sieht, handelt es sich also um eine Art Gleichstromrückkopplung, die ein ständiges Anwachsen des Anodenstroms durch A und einen entsprechenden Rückgang des Anodenstroms durch B anstrebt, bis B völlig gesperrt ist und A vollen Strom führt. Natürlich ist es ebensogut möglich, daß der umgekehrte Effekt eintritt, d. h. daß A gesperrt wird, während B leitend ist; jedoch sind dies dann offenbar die beiden einzigen stabilen Betriebszustände, in denen die Röhre sein kann. Da der Vergleich mit einem Kippschalter naheliegt, dessen Hebel ebenfalls nur zwei stabile Positionen hat, spricht man hier auch von einer Kippstufe („flip-flop“-Schaltung). Wenn nun sichergestellt werden soll, daß z. B. System A zu Beginn des Zählvorgangs gesperrt und System B stromleitend ist, so wird der Schalter S kurzzeitig geöffnet. Hierdurch verringert sich das Gitterpotential des Systems A , und der Anodenstrom sinkt, wodurch der Spannungsabfall an R_1 kleiner wird. Gleichmaßen erhöht sich das Gitterpotential von B , und dessen Anodenstrom wächst. Hierdurch erhöht sich der Spannungsabfall an R_2 , und das Gitterpotential von A nimmt weiter ab und so weiter, bis A völlig gesperrt ist. Offenbar steht dann an A praktisch die gesamte Speisespannung, und die parallel geschaltete Glimmlampe Gl leuchtet auf. Ist dagegen B gesperrt, so ist die Spannung an dem dann leitenden System A nur gering, so daß die Glimmlampe dunkel bleibt.

Es sei nun der Fall betrachtet, daß eingangsseitig ein negativer Impuls auftritt, während System A gesperrt und System B leitend ist. Hierdurch wird über die Spannungsteilerkette R_1 , R_5 , R_8 die negative Gitterspannung des Systems B erhöht, wodurch sich der Anodenstrom vermindert. Wie bereits gezeigt wurde, leitet sich hierdurch das Kippen der Stufe in den andern stabilen Betriebszustand ein, d. h., System B wird schließlich gesperrt, während System A leitend wird. Ein weiterer negativer Impuls bewirkt, daß die Stufe in den ersten Zustand zurückkippt, daß also wieder A gesperrt und B leitend ist. Tritt jedoch am Eingang ein positiver Impuls auf, so erfolgt hierauf überhaupt keine Reaktion, da hierdurch höchstens der Stromfluß durch das leitende System kurzzeitig erhöht würde. Jedesmal, wenn das System A gesperrt wird, entsteht an der Anode ein positiver Spannungsimpuls, der die Glimmlampe Gl zündet und über den Kondensator C_2 einer weiteren Kippstufe zugeführt werden kann. Ebenso entsteht in dem Augenblick, wo das System leitend wird, ein negativer Spannungsimpuls an der Anode.

In Abb. 11-5 ist eine Zählapparatur dargestellt, die bis zu zwei Dekaden, d. h. also von $1 \cdots 10$ und von $10 \cdots 100$ zählt. Jede Dekade erfordert vier Doppeltrioden (E 80 CC oder E 90 CC) in Eccles-Jordan-Schaltung. An die zweite Dekadenkette ist eine Endstufe angeschlossen, die ein Relais betätigt. Jeder Doppeltriode V ist eine Signalglimmlampe zugeordnet; diese Lampen sind mit den Zahlen 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40, 80 versehen und jeweils an das System B angeschlossen. Sobald also ein System B in den gesperrten Zustand kommt, wird die angeschlossene Glimmlampe aufleuchten. Vor Beginn des Zählvorgangs

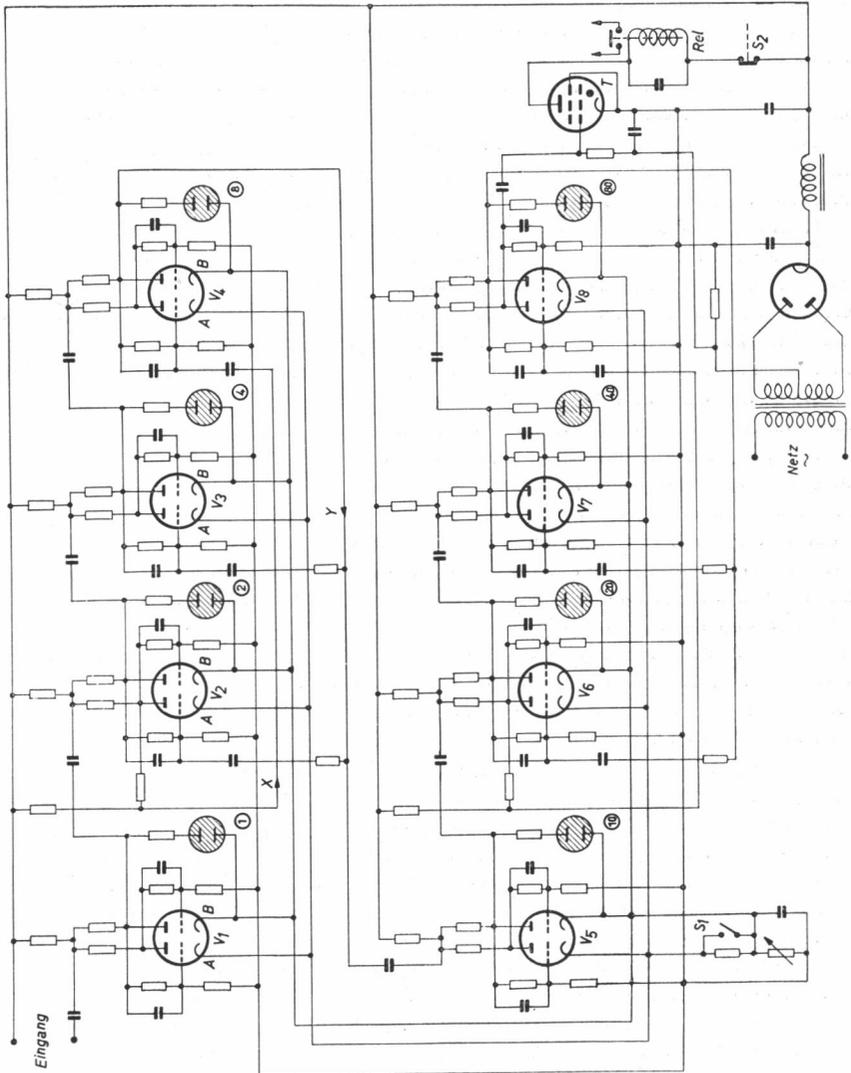


Abb. 11-5. Eccles-Jordan-Zählschaltung für zwei Dekaden

wird der Schalter S_1 kurzzeitig geöffnet; dadurch sind sämtliche Systeme A gesperrt und alle Glimmlampen dunkel. Eingangsseitig möge nun eine Reihe negativer Impulse auftreten, die gezählt werden sollen. Der besseren Übersicht halber empfiehlt es sich, den Zählvorgang an Hand der schematischen Darstellung der *Abb. 11-6* zu verfolgen. Der erste Impuls kippt die Röhre V_1 , so daß also A leitend und B gesperrt ist. Gleichzeitig wird die Glimmlampe „1“ aufleuchten und ein positiver Impuls an die Röhre V_2 weitergegeben, der jedoch, wie oben gezeigt wurde, ohne weitere Wirkung bleibt. Der zweite Impuls kippt V_1 wieder zurück, so daß A gesperrt und B leitend ist. Ferner wird ein negativer Impuls an V_2 weitergegeben, so daß deren System A leitend und B gesperrt ist. Gleichzeitig leuchtet die Glimmlampe „2“ auf. Den weiteren Zählvorgang kann man ohne Schwierigkeit an Hand der *Abb. 11-6* verfolgen, wobei immer zu berücksichtigen ist, daß nur ein negativer Impuls das Kippen einer Stufe verursacht, während ein positiver Impuls keine Reaktion auslöst. Den jeweiligen Stand des Zählwerks gibt die Summe der auf den Glimmlampen aufleuchtenden Zahlen an.

Es bleibt nun noch zu erläutern, wie nach dem zehnten Impuls die zweite Dekadenkette betätigt wird. Wie man verfolgen kann, ist nach dem neunten Impuls System A von V_1 leitend, von V_2 gesperrt, von V_3 ebenfalls gesperrt und von V_4 leitend. Der zehnte Impuls kippt V_1 , so daß A gesperrt wird; ferner wird ein negativer Impuls an V_2 weitergegeben, die ebenfalls kippt. V_2 liefert einen positiven Impuls, so daß V_3 unverändert bleibt; außerdem greift man jedoch an der Anode von System A einen negativen Impuls ab und führt ihn über die Leitung X dem Gitter des Systems A von V_4 zu. Da sich dieses in leitendem Zustand befand, kippt V_4 , wodurch ein negativer Impuls über die Leitung Y den Stufen V_2 , V_3 und der Stufe V_5 zugeführt wird, die die zweite Dekadenkette einleitet. Wie man aus *Abb. 11-6* ersieht, stellt sich hiermit der Anfangszustand für die erste Dekadenkette wieder her, während gleichzeitig die zweite Dekadenkette einen Zehner registriert und die Glimmlampe „10“ aufleuchtet. Weitere eingangsseitige Impulse bewirken ein erneutes Durchlaufen der ersten Dekadenkette, bis beim zwanzigsten Impuls die Glimmlampe „10“ erlischt und „20“ aufleuchtet usw. Wenn schließlich der hundertste Impuls eingetroffen ist, gibt das System A der Röhre V_8 einen positiven Impuls auf das Gitter der Endstufe. An dieser Stelle ist ein kleines edelgasgefülltes Thyatron vorgesehen, dessen Gitter negativ vorgespannt ist, so daß es gelöscht bleibt. Durch den positiven Impuls wird es jedoch

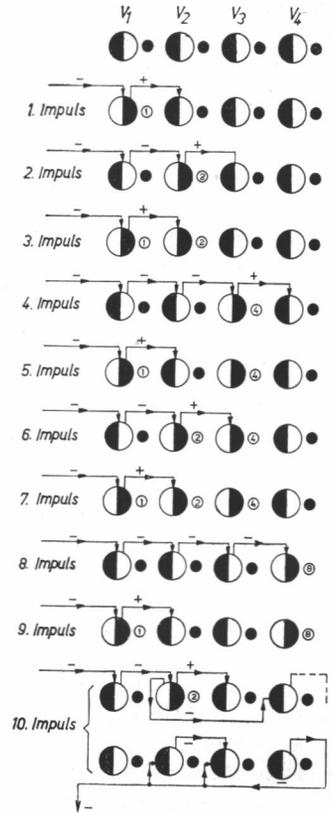


Abb. 11-6
Schematische Darstellung des Zählvorgangs in der ersten Dekadenkette
(schwarz: gesperrte Systeme)

gezündet, und das im Anodenkreis liegende Relais zieht an. Es sei angenommen, die Zählapparatur sei zum Abfüllen von Tabletten oder zum Verpacken von Zigarren eingesetzt. Dann besorgt das Relais die Unterbrechung des Abfüllvorgangs, den Weitertransport des gefüllten und das Heranbringen eines leeren Behälters, worauf ein mit dem Mechanismus gekoppelter Schalter S_2 den Anodenstromkreis kurzzeitig unterbricht und das Thyatron löscht. Gleichzeitig wird der Füllprozeß wieder in Gang gesetzt.

Natürlich kann das zuletzt beschriebene Zählsystem ohne weiteres auf beliebig viele Dekaden erweitert werden, indem man an Stelle der Endstufe weitere Dekadenketten nachschaltet. Weiterhin besteht die Möglichkeit der Fernübertragung des jeweiligen Zählerstandes. Schließlich kann man z. B. durch Verwendung mehrerer Fotozellen in einer entsprechenden Schaltung dafür sorgen, daß aus einer Menge verschiedenartigster Gegenstände nur solche von bestimmter Form, Größe oder Farbe registriert und gezählt werden. Diese Aufgabe tritt nicht nur häufig bei industriellen Fertigungsprozessen auf, sondern auch bei der Verkehrskontrolle auf Straßen, bei Ausstellungen, vor Garagen, an Fabriktoren und in zahlreichen anderen Fällen.

Dekadische Zählröhre

Während die Anzeige des Zählerstandes bei den bisher beschriebenen elektronischen Zählgeräten durch besondere Glimmlämpchen oder dergleichen erfolgen muß, erübrigt sich dies bei Verwendung einer neuen Zählröhre (*Valvo E 1 T*, *Abb. 11-7*) die die Zählung einer ganzen Dekade mit gleichzeitiger optischer Anzeige gestattet. Diese Zählröhre ist eine kleine Katodenstrahlröhre, bei der ein bandförmiger Elektronenstrahl zehn stabile Stellungen einnehmen kann. In diesen erzeugt er an zehn verschiedenen Stellen des als Leuchtschirm ausgebildeten Glaskolbens einen Leuchtstrich, der die auf einer Maske angebrachten Ziffern „0“ bis „9“ anzeigt. Für jeden an den Eingang der Röhre gegebenen Impuls rückt der Strahl um eine Ziffer höher, bis er schließlich beim Überschreiten der „9“ auf „0“ zurückspringt und dabei seinerseits einen Impuls an den Eingang der nächsthöheren Dekade gibt und sie damit um eine Einheit weiter stellt. Durch ihre kleinen Abmessungen (Kolbendurchmesser 35 mm, Länge 75 mm) ist die E 1 T besonders zum Aufbau aller Arten von Zählvorrichtungen und Elektronenrechnergeräten geeignet, in denen sie auch Speicherzwecken dienen kann. Die Schaltungen sind einfacher als die für das duale System und erfordern nur 25...30% der bei diesen erforderlichen Doppeltrioden. Bei Verwendung je einer E 1 T und einer Doppeltriode E 90 CC in monostabiler



Abb 11-7

Ansicht der dekadischen Zählröhre E 1 T

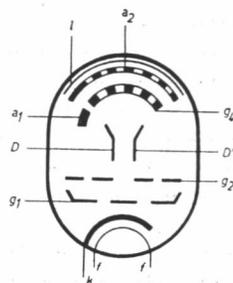


Abb. 11-8 b. Schaltungssymbol der dekadischen Zählröhre E1T

Abb. 11-8 a. Querschnitt durch das Elektrodensystem

Kippschaltung je Stufe können bis zu 30000 Impulse je s verarbeitet werden, in Spezialschaltungen bis zu 100000 Impulsen je s. *Abb. 11-8a* zeigt einen Querschnitt durch die Röhre, *Abb. 11-8b* die in den Schaltbildern verwendete symbolische Darstellung unter Weglassung aller nicht nach außen geführten Elektroden. Der Emissionsstrom der indirekt geheizten Rechteckkatode k wird durch das Steuergitter g_1 , zwei Fokussierungsstege und das Beschleunigungsgitter g_2 zu einem bandförmigen Elektronenstrahl geformt. Im Innern der Röhre sind die Fokussierungsstege, zwei Bremsgitter g_3 und g_5 und ein Schirm s mit der Katode und eine Hilfsanode a_1 mit g_2 verbunden. Der Leuchtschirm hat eine leitende Unterlage. Er ist mit der höchsten positiven Spannung verbunden, damit sich auf ihm keine störenden Ladungen ansammeln können.

Die *Abb. 11-9* zeigt die Schlitzelektrode g_4 in schematischer Darstellung; auf den horizontalen Schlitz an der linken Seite sei besonders hingewiesen. Angenommen, die Anodenspannung U_{a_2} (und zugleich die Spannung der rechten Ablenkplatte D') habe einen solchen Wert, daß der Strahl rechts von dem mit 0 bezeichneten Schlitz auf g_4 trifft, so wird offenbar kein Anodenstrom nach der Anode a_2 fließen, weil der ganze Strahlstrom von g_4 aufgenommen wird. Verkleinert man nun die Spannung an a_2 und D' , so wird der Strahl nach links abgelenkt, und der Strahlstrom fließt in steigendem Maß durch den Schlitz 0 zur Anode a_2 , bis bei weiter herabgesetzter Anodenspannung der Strahl mehr und mehr von dem Steg zwischen „0“ und „1“ aufgefangen wird und daher der Anodenstrom wieder zurückgeht. Zwischen Schlitz „4“ und „5“ wird dann zusätzlich der horizontale Querschlitz wirksam, so daß der Anodenstrom nicht mehr auf Null zurückgeht, sondern um einen höheren Mittelwert pendelt. Die sich tatsächlich ergebende Charakteristik ist in *Abb. 11-10* wiedergegeben, in der auch die Widerstandsgerade für $1\text{ M}\Omega$ eingezeichnet ist, wie es der nunmehr angewandten Schaltung nach *Abb. 11-11* entspricht. Die Anode a_2 und die damit verbundene Ablenkplatte D' sind hier über einen Außenwiderstand von

1 M Ω an +300 V angeschlossen, g_4 wird über einen Vorwiderstand von 47 k Ω gespeist, und D liegt über einen Ableitwiderstand an +155 V. Der Strahl ist in der Stellung „0“, die dem Schnittpunkt a (Abb. 11-10) der Widerstandsgeraden mit der Röhrencharakteristik entspricht. Erhöht man die Spannung an D langsam, so würde der Strahl nach links abgelenkt werden, wenn nicht gleichzeitig die Spannung an D' ansteigen und eine Gegenwirkung ausüben würde, weil der Strahl entsprechend der Auslenkung auf den Steg von g_4 aufläuft, so daß der Strahlstrom und damit der Spannungsabfall am Außenwiderstand kleiner werden.

Da die Neigung der Charakteristik in a sehr viel größer ist als die der Widerstandsgeraden, tritt nur eine sehr kleine Ablenkung nach links ein, die Stellung ist also stabil. Dasselbe gilt mit umgekehrtem Vorzeichen für langsame Herabsetzung der Spannung an D , da dann der Strahlquerschnitt, der auf a_2 gelangt, zunimmt. Wegen des großen Unterschiedes zwischen Anodenwiderstand und Innenwiderstand der Röhre sind die einzelnen Stellungen auch gegen langsame und nicht zu große Anodenspannungsschwankungen stabil.

Ganz anders aber verhält sich die Röhre, wenn an D ein positiver Impuls mit steiler Flanke über den Ankopplungskondensator gegeben wird. Der Strahl wird nun nach links abgelenkt, aber der Spannungsanstieg an D' kann nicht so schnell folgen, da sich der Kondensator C , der durch die Elektroden- und Schaltkapazität gebildet wird, über R_{a2} aufladen muß. Ist der Impuls groß genug, um den Strahl in die Nähe der nächsten stabilen Stellung c

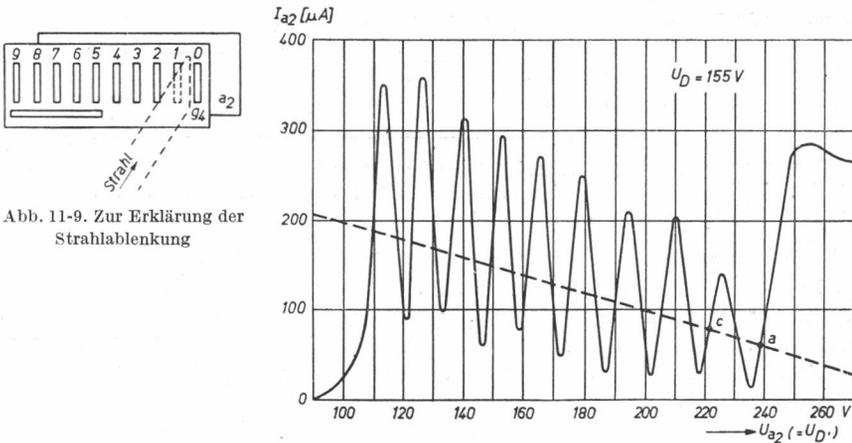


Abb. 11-9. Zur Erklärung der Strahlablenkung

Abb. 11-10. Strom-Spannungs-Charakteristik der E1 T

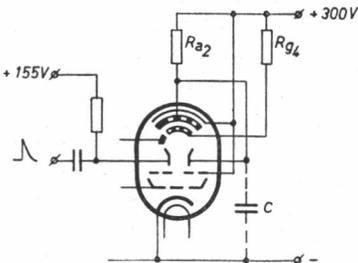


Abb. 11-11. Grundsätzliche Schaltung der dekadischen Zählröhre

zu bringen, so bleibt er dort und wird durch die Rückflanke des Impulses auch nicht wieder zurückgeworfen, sofern sie genügend flach ist. Mit andern Worten: Die Front des Impulses muß steiler, die Rückflanke flacher sein als der durch die Zeitkonstante $C \cdot R_{a_2}$ bedingte Anstieg der Spannung an C (Abb. 11-12). Hieraus ergibt sich die Forderung nach einem möglichst kleinen C , um eine große Zählggeschwindigkeit zu erhalten, obwohl sie hauptsächlich von der Zeit für die Rückstellung von „9“ auf „0“ abhängt.

Wie man aus der Abb. 11-10 erkennt, ist der Anodenstrom für c und für jede folgende Stellung höher als für die vorhergehende. Der Strahl steht also von Stellung zu Stellung relativ zur steuernden Schlitzkante jeweils etwas weiter rechts.

Nachdem neun Impulse auf D gegeben worden sind, ist also der Strahl am Schlitz „9“. Wird jetzt ein zehnter Impuls gegeben, so muß er zur Folge haben, daß erstens der Strahl von „9“ auf „0“ zurückkehrt und daß zweitens an die nächsthöhere Dekadenstufe ein

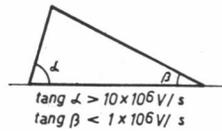


Abb. 11-12. Geeignete Form der zu zählenden Impulse

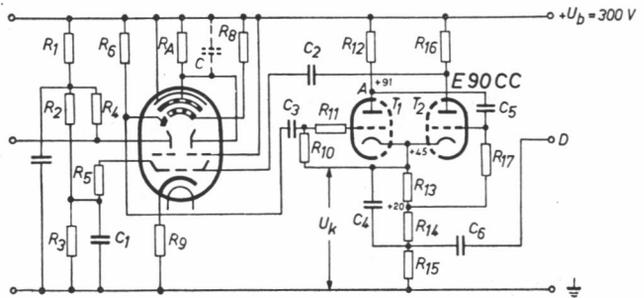
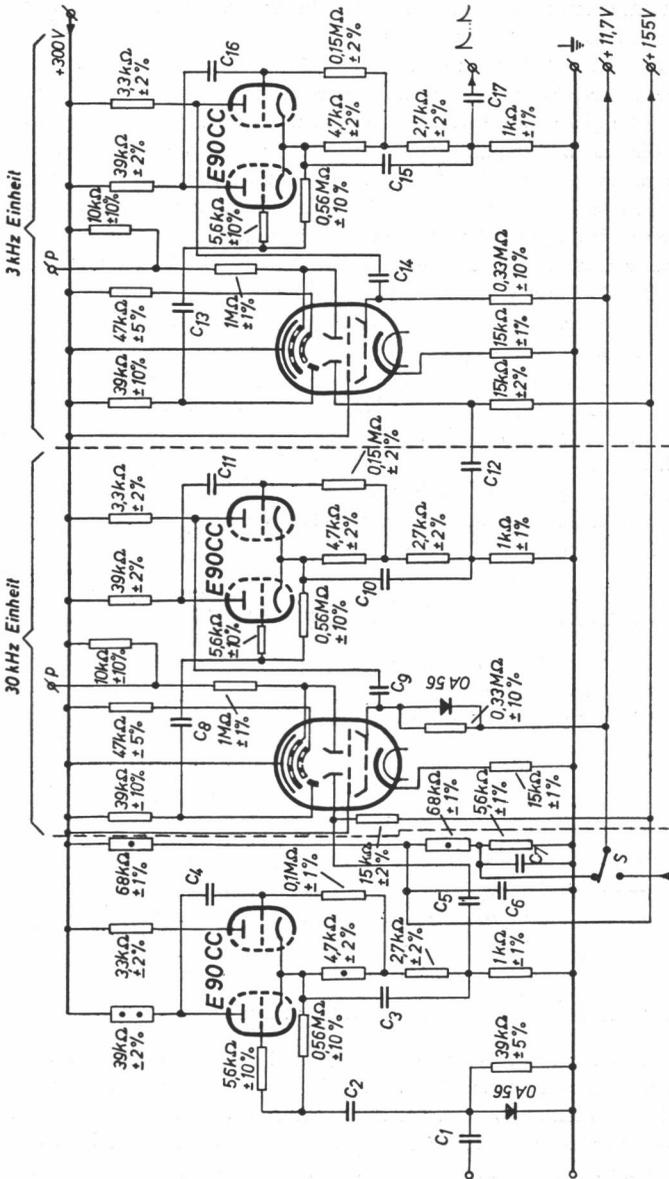


Abb. 11-13. Schaltung der EIT mit Impulsformerstufe (E 90 CC) für den Strahlrücklauf und die Betätigung der nächsten Dekade

Impuls gegeben wird, der diese Stufe um eine Stellung höher schaltet. Dies geht so vor sich: Durch den 10. Impuls wird der Strahl auf die Rückstelanode a , abgelenkt. Der Strahlstrom fließt dann plötzlich über a_1 und R_6 (Abb. 11-13) und erzeugt daher einen negativen Spannungsstoß am Steuergitter der links gezeichneten Hälfte der Doppeltriode E 90 CC. Diese ist in monostabiler Kipperschaltung (Kipperschaltung mit nur einer stabilen Stellung) geschaltet. Der Kippvorgang erzeugt daher an der Anode der rechten Hälfte einen einzigen kräftigen negativen Impuls, nach dessen Beendigung die Doppeltriode wieder in den stabilen Ausgangszustand zurückkehrt. Dieser negative Impuls wird auf g_1 der Zählröhre der ersten Stufe gegeben, und dadurch wird der Strahl unterdrückt, worauf die Spannung an a_2 und D' mit der Zeitkonstante $C R_A$ auf den positiven Höchstwert U_b zu steigen beginnt, so daß der wieder einsetzende Strahl ganz nach rechts, also auf Stellung „0“ abgelenkt wird. Der Impuls muß also mindestens so lang sein, wie die Spannung an C zum Aufbau Zeit braucht, aber nicht wesentlich länger, weil dadurch die Zählggeschwindigkeit der Anordnung herabgesetzt würde. Die E 90 CC erzeugt außerdem über den nicht abgeblockten Katodenwiderstand R_{15} einen positiven Impuls, der über C_6 an D der nächsthöheren Stufe gegeben wird und sie um eine Stellung weiterschaltet. Vor die erste Stufe muß ein Impulsformer geschaltet werden, der wieder aus einer E 90 CC in monostabiler



$C_1 = 470 \text{ pF} \pm 10\%$ $C_2 = C_5 = C_9 = C_{14} = 6800 \text{ pF} \pm 10\%$ $C_3 = 82 \text{ pF} \pm 2\%$
 $C_4 = 39 \text{ pF} \pm 5\%$ $C_6 = C_7 = 0,1 \mu\text{F}$ $C_8 = C_{13} = 220 \text{ pF} \pm 10\%$
 $C_{10} = C_{15} = C_{11} = C_{16} = 68 \text{ pF} \pm 2\%$ $C_{12} = C_{17} = 680 \text{ pF} \pm 5\%$

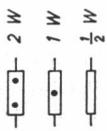


Abb. 11-14. Vollständiges Schaltbild eines Zählgeräts für zwei Dekaden mit der E1T

Kippschaltung besteht, deren Schaltelemente einen sehr kurzen Ausgangsimpuls ergeben, so daß eine Zählggeschwindigkeit f_p von 30000 Impulsen je s gesichert ist. Die Impulse können hier kurz sein, da ja kein vorangehendes Zählrohr rückzustellen ist. Zusätzlich muß vor das Gitter dieser Kippschaltung ein differenzierendes Glied geschaltet werden, um Eingangsimpulse längerer Dauer als die Kippzeit nicht nochmals wirken zu lassen. Außerdem können die Eingangsimpulse dann positiv oder negativ sein. Sie sollen etwa $20 \dots 50$ V betragen und möglichst rechteckig sein. Sinusförmige Eingangsspannungen werden zweckmäßigerweise durch Doppelbegrenzer in Rechteckspannungen verwandelt.

Abb. 11-14 zeigt das vollständige Schaltschema einer zweistufigen Anlage einschließlich der Eingangsschaltung und eines Spannungsteilers ($68 + 68 + 5,6 \text{ k}\Omega$), der die Spannungen $+11,7$ V und 155 V an g_1 bzw. D für maximal 7 Stufen abgeben kann. Die durch gestrichelte Linien getrennten Schaltungsteile stellen auswechselbare Einheiten dar, die in den aus Eingangsschaltung und Speiseteil bestehenden Aufbau eingesteckt werden können. Sie sind alle gleich ausgebildet mit Ausnahme der ersten Stufe, die parallel zum Ableitwiderstand von g_1 eine Germaniumdiode hat, die verhindert, daß das Potential von g_1 bei hoher Zählggeschwindigkeit ansteigt. Die folgenden Stufen brauchen diese Diode nicht, da ja die Zählggeschwindigkeit bereits um eine Größenordnung kleiner ist. Die Punkte p sind Meßpunkte für die Strahlströme. Die Spannung von -60 V kann durch kurze Betätigung des Umschalters S an Stelle von $+11,7$ V an g_1 aller Stufen gelegt werden, wodurch sie auf 0 gestellt werden.

Messung von Verschußzeiten fotografischer Apparate

Bei der Serienherstellung und bei der Reparatur von Fotoapparaten ist die genaue Messung der Verschußzeiten von großer Bedeutung. Eine befriedigende Genauigkeit konnte man bei solchen Messungen erst durch die Verwendung elektronischer Hilfsmittel erreichen. Die Einführung elektronischer Zählschaltungen durch die Röhre E 1 T erlaubt jetzt die

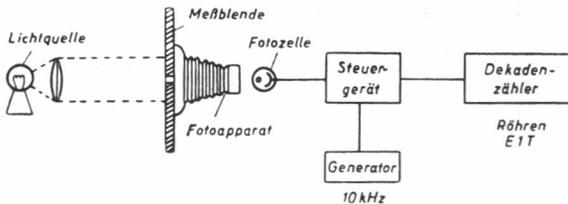


Abb. 11-15. Prinzip der Messung von Verschußzeiten an Fotoapparaten

Anwendung einer sehr einfachen Meßmethode, die gegenüber den bisher gebräuchlichen Verfahren einige wesentliche Vorteile bietet, weil sie vor allem für Betriebsmessungen geeignet ist und keinerlei Eichung bedarf. Die Zeit wird direkt in Zahlen angegeben. Das Prinzip der Messung ist aus Abb. 11-15 ersichtlich. Ein Lichtstrahl wird auf eine Blende geworfen, die an Stelle des Films im Apparat angeordnet ist, und fällt durch den Verschuß und das Objektiv auf eine Fotozelle. Die Blende hat eine sehr kleine Öffnung, und es wird die Zeit gemessen, in der ein entsprechender Ausschnitt des Films belichtet werden würde. Die Fotozelle arbeitet auf ein Steuergerät, das zwischen einem Tongenerator von

10 kHz und einem elektronischen Dekadenzähler geschaltet ist. Wenn kein Licht auf die Fotозelle fällt, bleibt durch das Steuergerät die Verbindung zwischen Generator und Dekadenzähler unterbrochen. Solange die Fотозelle Licht erhält, wird diese Verbindung hergestellt, so daß der Dekadenzähler die Anzahl der übertragenen Perioden des 10-kHz-Generators zählt. Wird also der Verschluss betätigt, so erscheint beim Dekadenzähler eine Zahl, die direkt die Öffnungszeit in Zehntausendstel Sekunden angibt. Die Meßgenauigkeit ist sehr hoch, und Schwankungen der Lichtquelle haben keinen Einfluß, denn die Apparatur reagiert nicht auf die Amplitude der Impulse, sondern lediglich auf ihr Vorhandensein.

Die Meßunsicherheit hängt in erster Linie von der Eichgenauigkeit und Frequenzkonstanz des 10-kHz-Generators ab und kann ohne weiteres unter 1% gehalten werden. Bei einem schnell arbeitenden Verschluss wählt man zweckmäßigerweise die Frequenz des Generators höher, z. B. 20...30 kHz, wodurch die Messung noch genauer ausfällt.

Es liegt im Interesse einer exakten Messung, mit einem möglichst schmalen Lichtbündel zu arbeiten. Um das zu erreichen, muß die Blende, die an Stelle des Films

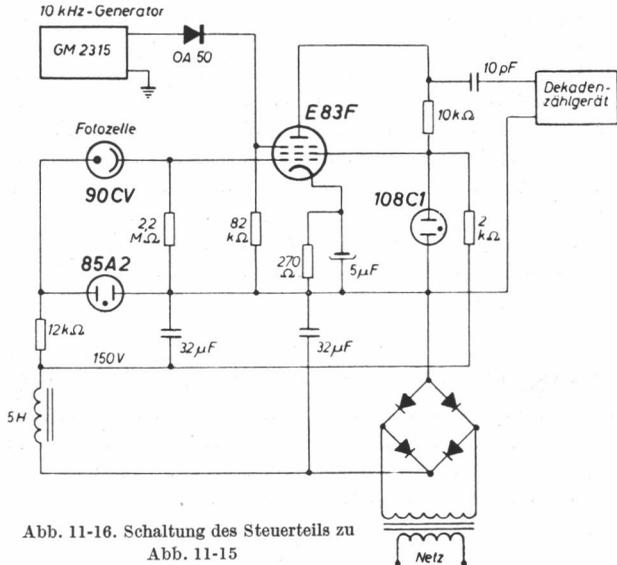


Abb. 11-16. Schaltung des Steuerteils zu
Abb. 11-15

aufgesetzt wird, eine entsprechend kleine Öffnung haben. Versuche haben gezeigt, daß es möglich ist, mit einem Spalt von 0,1 mm zu arbeiten. Dies setzt jedoch voraus, daß man über genügend Licht verfügt. Als Fотозelle kommt nur ein Vakuumtyp in Frage, da die gasgefüllten Zellen bereits eine zu große Trägheit aufweisen. Als Tongenerator kann die Philips-Type „GM 2315“ verwendet werden. Das Dekadenzählgerät entspricht der Schaltung nach Abb. 11-14; während die Schaltung des Steuergerätes in Abb. 11-16 wiedergegeben ist. Die Röhre E 83 F wird so geschaltet, daß das Gitter 1 den Spannungsimpuls aus der Fотозelle erhält und das Gitter 3 über einen Gleichrichter an den Tongenerator „GM 2315“ gelegt wird. Als Gleichrichter dient die Kristalldiode OA 50, die so geschaltet ist, daß das Bremsgitter der Röhre positive Impulse von 10000 Hz erhält. Im Anodenkreis der Röhre E 83 F liegt ein Arbeitswiderstand von 10 kΩ, an den das Dekadenzählgerät über eine Kapazität von 10 pF gekoppelt ist. Wenn kein Licht auf die Fотозelle fällt, ist die Verstärkung der Röhre nicht ausreichend, um die Impulsamplitude zu erreichen, die für eine Zählung erforderlich ist. Fällt Licht auf die Fотозelle, so wird das Gitter 1 positiv vorgespannt, und die Impulse werden gezählt.

Zählgerät mit Ziffernvorwahl

Dekadische Zählröhren lassen sich in geeigneten Schaltungen nicht allein für einfache Zähl-(Additions-)Vorgänge verwenden, sondern man kann sie auch für Multiplikationsschaltungen in elektronischen Rechengeräten, Sortiermaschinen usw. einsetzen, indem man dafür sorgt, daß nach Ablauf einer vorgesehenen Zahl von Eingangsimpulsen ein bestimmter Vorgang, z. B. die Betätigung eines zweiten Zählwerks, eines Relais od. dgl. ausgelöst wird. Dabei kann der primäre Zählzyklus einmalig oder periodisch sein.

Wie beschrieben wurde, erfolgt beim 10. Eingangsimpuls die Rückstellung des Strahls von der Ziffer „9“ auf „0“, wobei gleichzeitig ein Impuls auf die nächste Dekadenstufe gegeben wird. Auf die gleiche Weise schalten die übrigen Dekaden weiter. Ist beispielsweise bei einem 4-Dekaden-Gerät die Ziffer 9999 erreicht, so gehen beim nächsten Impuls sämtliche Röhren auf Null zurück, wobei der Weiterstellimpuls der 4. Dekade für andere Zwecke zur Verfügung steht. Man kann ihn also ausnutzen, um anzuzeigen, daß die Zahl 10000 erreicht ist, oder um einen anderen Prozeß zu sperren oder freizugeben. Wenn dies nun nach einer vorgegebenen Zahl von Eingangsimpulsen erfolgen soll, so genügt es offenbar, die Komplementärzahl hierzu vor Beginn der Zählung in das Zählwerk hineinzugeben. Will man beispielsweise nach dem 4796ten Zählimpuls eine Signalabgabe erreichen, dann müssen die 4 Dekadenstufen vor der Zählung auf die Zahl 10000 — 4796 = 5204 eingestellt werden.

Wie bereits erläutert, entspricht jeder stabilen Strahlstellung der dekadischen Zählröhre E1T ein bestimmtes Potential an der Ablenkplatte D' und der Anode a_2 . Der Unterschied in der Ablenkspannung beträgt von Ziffer zu Ziffer etwa 14 V. Legt man über einen Spannungsteiler eine veränderbare Gleichspannung an D' und a_2 , so kann man durch Ändern des Abgriffs von Hand jede gewünschte Ziffer zwischen 0 und 9 einstellen. Zwischen den Abgriff des Spannungsteilers und den Anschluß der Ablenkplatte wird eine Diode eingeschaltet, deren Katode am Abgriff liegt. Der Spannungsteiler kann aus einer Reihe von geeigneten Festwiderständen mit einem 10stufigen Umschalter bestehen, dessen Positionen mit den Komplementärziffern bezeichnet werden können, d. h. mit den Ziffern, die die vorzuwählende Zahl ergeben.

Abb. 11-17 zeigt das vollständige Schaltbild eines 4-Dekaden-Zählwerks mit Ziffernvorwahl. Es unterscheidet sich von der in Abb. 11-14 dargestellten Schaltung im wesentlichen durch die zusätzlichen Diodenhälften EB 91, über die den rechten Ablenkplatten der Zählröhren Potentialwerte erteilt werden, welche gemäß den vorzuwählenden Ziffern durch die Einstellung der Stufenschalter $S_p - S_8$ bestimmt sind. Ferner ist noch ein elektronischer Schalter in Gestalt einer Doppeltriode E 90 CC in der Vorwählstufe enthalten. Er hat die Aufgabe, nach der Ziffernvorwahl vor Beginn des Zählvorgangs die linke Seite der Spannungsteilerketten $R_{80} - R_{83}$ vom Minuspol der Speisespannung abzutrennen. Die Diodenstrecken EB 91 erhalten dadurch katodenseitig ein positives Potential von 300 V und sind gesperrt. Die Zählstrahlen der Röhren E1T bleiben jedoch auf den vorgewählten Ziffern stehen. Gemäß dem gewählten Beispiel sei die Zählröhre der ersten Dekadenstufe auf die Ziffer 4 eingestellt; nach den ersten 6 Impulsen wird der Zählstrahl auf 0 zurückspringen und sodann normal weiterzählen. Entsprechend verhalten sich die Zählröhren der übrigen Dekadenstufen, bis nach Eintreffen des 4795ten Impulses das Zählwerk auf 9999 steht. Der nächste Impuls betätigt dann die Endstufe, wiederum eine E 90 CC in monostabiler

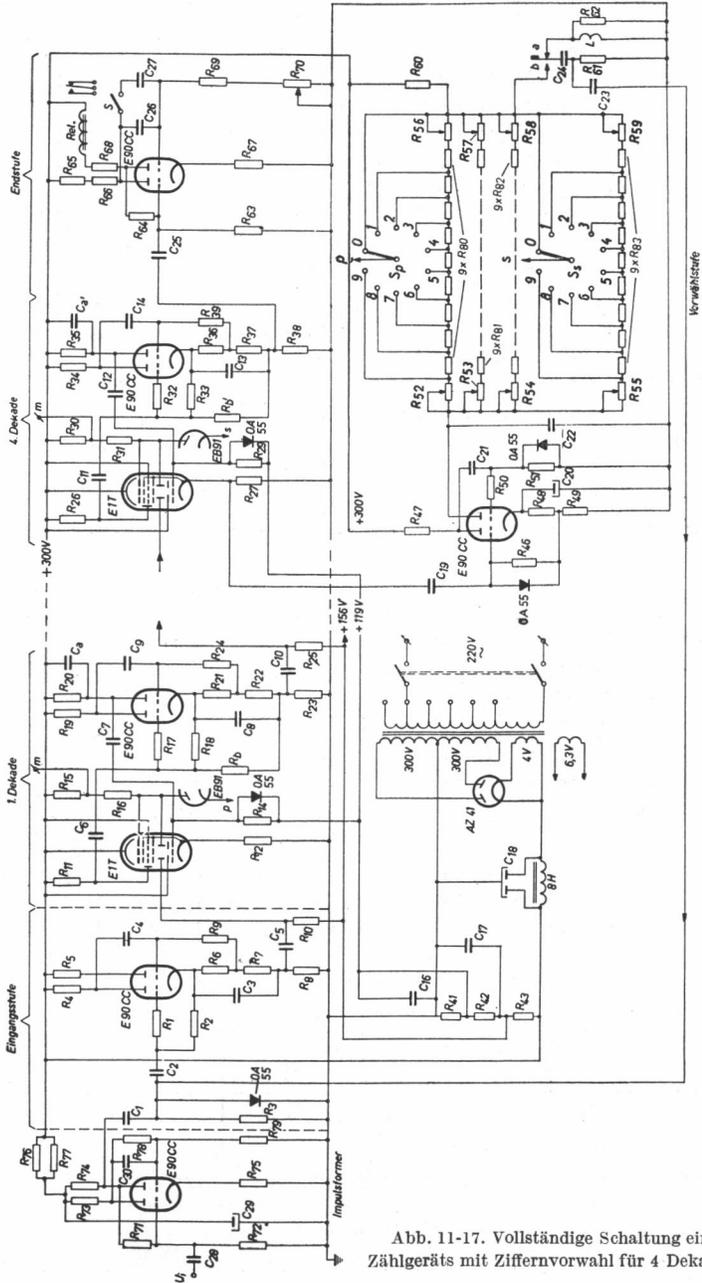


Abb. 11-17. Vollständige Schaltung eines Zählgeräts mit Ziffernvorwahl für 4 Dekaden

R_1	=	5,6	k Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W	R_{67}	=	10	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W
R_2	=	0,56	M Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W	R_{68}	=	6,8	k Ω \pm 5%,	$\frac{1}{2}$ W
R_3	=	56	k Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W	R_{69}	=	0,33	M Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W
R_4	=	39	k Ω \pm 2%,	2 W	R_{70}	=	2,6	M Ω	
R_5	=	3,3	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W	R_{71}	=	56	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W
R_6	=	4,7	k Ω \pm 2%,	1 W	R_{72}	=	56	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W
R_7	=	2,7	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{4}$ W	R_{73}	=	8,2	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W
R_8	=	1	k Ω \pm 1%,	$\frac{1}{8}$ W	R_{74}	=	8,2	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W
R_9	=	0,1	M Ω \pm 1%,	$\frac{1}{4}$ W	R_{75}	=	12	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W
R_{10}	=	15	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{8}$ W	R_{76}	=	56	k Ω \pm 2%,	1 W
$R_{11} = R_{26}$	=	39	k Ω \pm 5%,	$\frac{1}{2}$ W	R_{77}	=	56	k Ω \pm 2%,	1 W
$R_{12} = R_{27}$	=	15	k Ω \pm 1%,	$\frac{1}{8}$ W	R_{78}	=	56	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W
$R_{14} = R_{29}$	=	0,33	M Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W	R_{79}	=	56	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W
$R_{15} = R_{30}$	=	10	k Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W	$R_{80} - R_{83}$	=	je 9 \times 4,7	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{4}$ W
$R_{16} = R_{31}$	=	1	M Ω \pm 1%,	$\frac{1}{2}$ W	C_1	=	220	pF \pm 10%	
$R_b = R_b$	=	8,2	M Ω \pm 2%,	$\frac{1}{4}$ W	C_2	=	220	pF \pm 10%	
$R_{17} = R_{32}$	=	5,6	k Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W	C_3	=	100	pF \pm 2%	
$R_{18} = R_{33}$	=	0,56	M Ω \pm 5%,	$\frac{1}{2}$ W	C_4	=	39	pF \pm 2%	
$R_{19} = R_{34}$	=	39	k Ω \pm 2%,	2 W	C_5	=	0,0068	μ F \pm 10%	
$R_{20} = R_{35}$	=	3,3	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{8}$ W	$C_6 = C_{11}$	=	220	pF \pm 10%	
$R_{21} = R_{36}$	=	4,7	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{4}$ W	$C_7 = C_{12}$	=	0,0068	μ F \pm 10%	
$R_{22} = R_{37}$	=	2,7	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{4}$ W	$C_8 = C_{13}$	=	68	pF \pm 2%	
$R_{23} = R_{38}$	=	1	k Ω \pm 1%,	$\frac{1}{8}$ W	$C_a = C_a'$	=	270	pF \pm 10%	
$R_{24} = R_{39}$	=	0,15	M Ω \pm 2%,	$\frac{1}{8}$ W	C_9	=	100	pF \pm 2%	
R_{25}	=	15	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{8}$ W	C_{10}	=	680	pF \pm 5%	
R_{41}	=	5,6	k Ω \pm 1%,	$\frac{1}{8}$ W	C_{14}	=	180	pF \pm 2%	
R_{42}	=	68	k Ω \pm 1%,	1 W	C_{16}	=	0,39	μ F	
R_{43}	=	68	k Ω \pm 1%,	1 W	C_{17}	=	0,15	μ F	
R_{46}	=	0,56	M Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W	C_{18}	=	2 \times 50	μ F, 450 V	
R_{47}	=	18	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W	C_{19}	=	470	pF \pm 10%	
R_{48}	=	1,5	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W	C_{20}	=	25	μ F, 25 V	
R_{49}	=	3,9	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W	C_{21}	=	560	pF \pm 10%	
R_{50}	=	33	k Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W	C_{22}	=	180	pF \pm 10%	
R_{51}	=	1	M Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W	C_{23}	=	15	pF \pm 10%	
$R_{52} - R_{55}$	=	10	k Ω		C_{24}	=	0,47	μ F	
$R_{56} - R_{59}$	=	10	k Ω		C_{25}	=	22	pF \pm 10%	
R_{60}	=	3,9	k Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W	C_{26}	=	0,056	μ F \pm 10%	
R_{61}	=	100	Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W	C_{27}	=	0,47	μ F	
R_{62}	=	680	Ω \pm 10%,	$\frac{1}{2}$ W	C_{28}	=	1	μ F	
R_{63}	=	0,1	M Ω \pm 2%,	$\frac{1}{2}$ W	C_{29}	=	25	μ F, 300 V	
R_{64}	=	1	M Ω \pm 2%,	1 W	C_{30}	=	100	pF \pm 10%	
R_{65}	=	15	k Ω \pm 5%,	$\frac{1}{2}$ W	L	=	1	mH	
R_{66}	=	47	k Ω \pm 5%,	1 W					

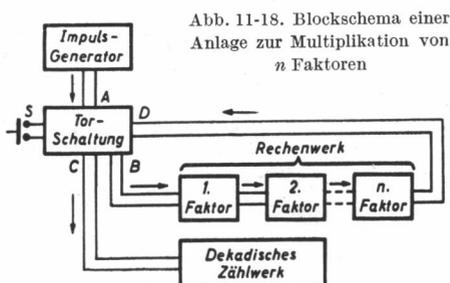
Kippschaltung mit angeschlossenem Relais. Ferner wird ein negativer Impuls, der während des Rückstellvorgangs an der Katode der letzten Zählröhre entsteht, dem Gitter des linken Triodensystems der als Schaltöhre dienenden E 90 CC über C_{19} zugeführt. Der anodenseitig auftretende positive Impuls wird über C_{21} an das Gitter des rechten Triodensystems geleitet, so daß es für einen kurzen Augenblick Strom führt. Hierdurch werden wieder sämtliche Zählröhren auf die vorgewählte Zahl gestellt, und der Zählzyklus kann von neuem beginnen.

In der Schaltung ist weiterhin eine statische Kontrollmöglichkeit vorgesehen, die durch die rechts in *Abb. 11-17* befindliche Schalanordnung gegeben wird. Betätigt man den Druckknopf *a/b*, so fällt, ehe der Kondensator C_{24} aufgeladen wird, das Potential sämtlicher Wählschalter auf einen solchen Wert, daß alle Zählröhren auf 9 gestellt werden. Sollte dies nicht erfolgen, so ist die Kontaktgabe eines der Schalter ungenügend. Nach Loslassen des Druckknopfes entlädt sich C_{24} über R_{61} und die Parallelschaltung von L und R_{62} , wodurch ein negativer Impuls entsteht, der dem Eingang des Zählwerks zugeführt wird und sämtliche Röhren auf die vorgewählten Ziffern zurückstellt.

Multiplikationsschaltung

Zählgeräte mit Ziffernvorwahl bieten die Möglichkeit zum Aufbau von elektronischen Rechenmaschinen mit einfachen Mitteln. Die *Abb. 11-18* stellt das Blockscheema einer Anlage zur Multiplikation von n Faktoren dar. Die von einem Impulsgenerator gelieferten Impulse passieren eine Torschaltung („gate“) und gelangen zum dekadischen Zählwerk und zum Rechenwerk, das aus n Zählgeräten mit Ziffernvorwahl besteht. Die Torschaltung öffnet sich nach Betätigung des Startschalters *S*. Sobald eine Anzahl Impulse durchgelaufen ist, die gleich dem Produkt der n Faktoren ist, wird durch den Rückstellimpuls der letzten Zählröhre des n -ten Zählgeräts die Torschaltung wieder geschlossen. Das Ergebnis kann sodann am dekadischen Zählwerk abgelesen werden.

Es sei jedoch bemerkt, daß dieses Verfahren in der Praxis auf bestimmte Anwendungsfälle beschränkt ist, da bei der Multiplikation mehrstelliger Faktoren die benötigte Rechenzeit zu lang wird. Durch eine Schaltungsvariante kann man erreichen, daß die Rechenoperationen teilweise parallel ablaufen; bei der Multiplikation $x_1x_2x_3 \cdot y_1y_2y_3$ beispielsweise wird dann x_3 gleichzeitig mit y_1, y_2, y_3 , darauf gleichzeitig mit y_1, y_2, y_3 usw. multipliziert, und die Teilresultate werden im Zählwerk laufend aufsummiert. Wie eine einfache Überlegung zeigt, benötigt man bei einer Arbeitsfrequenz des Zählwerks von 30 000 Impulsen je s zur Durchführung der Multiplikation zweier 16stelliger Zahlen im Mittel weniger als 200 ms.



Elektronische Torschaltung

Die vollständige Torschaltung ist in *Abb. 11-19* wiedergegeben. Sie besteht aus einer Doppeltriode E 90 CC in *Eccles-Jordan*-Schaltung (bistabile Kippschaltung) und der als Torröhre wirkenden Pentode E 80 F. Im Ruhezustand ist das linke System der E 90 CC gesperrt und das rechte leitend. Das dritte Gitter der Torröhre, das mit der rechten Triodenanode verbunden ist, erhält damit eine Spannung von 95 V, und die Torröhre ist gesperrt, da ihre Katode ein Potential von 140 V hat. In diesem Zustand ist der Anodenstrom etwa

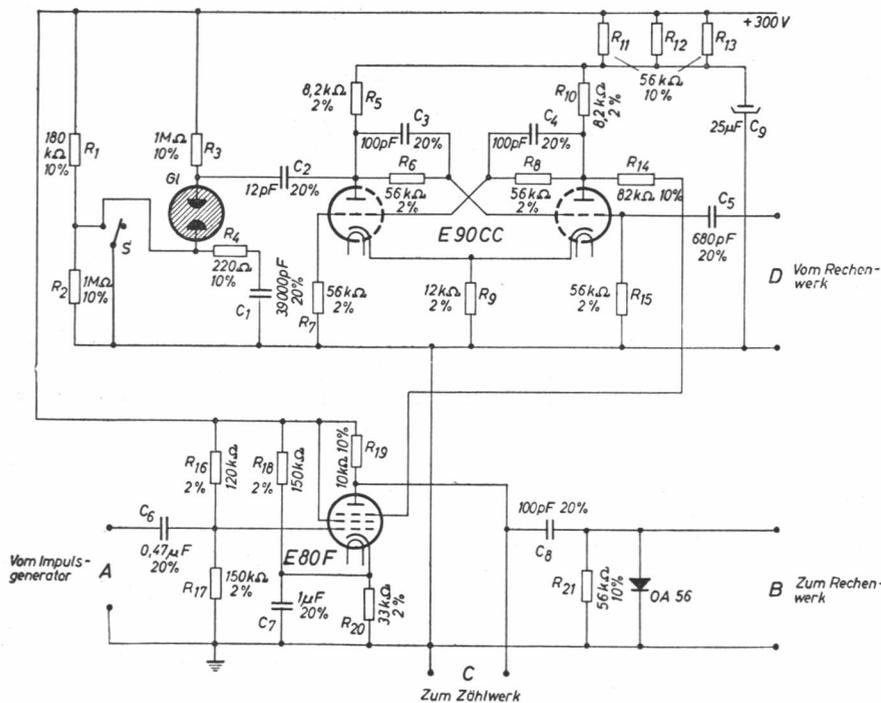


Abb. 11-19. Elektronische Torschaltung

0,1 mA und der Schirmgitterstrom 2,25 mA. Die vom Impuls-generator kommenden Impulse, die dem ersten Gitter der E 80 F zugeführt werden, haben dann keine Wirkung. Wenn der Startschalter *S* nun kurzzeitig geschlossen wird, zündet die Neon-Glimmlampe *Gl*; der hierdurch entstehende negative Impuls wird über C_2 auf die Anode der linken Triodenhälfte übertragen. Nach Öffnen des Schalters lädt sich C_1 auf, wodurch die Glimmlampe wieder erlischt. Der Impuls veranlaßt das Kippen der Doppeltriode, so daß jetzt das linke System leitend und das rechte gesperrt ist. Hierdurch erhöht sich das Potential des dritten Gitters der Torröhre auf 140 V, und die dem Steuergitter zugeführten Impulse werden verstärkt und den Ausgängen für Zählwerk und Rechenwerk zugeführt. Die Torschaltung wird durch einen vom Rechenwerk gelieferten positiven Impuls gesperrt, der über C_5 an das Steuergitter des rechten Triodensystems geführt wird. Hierdurch wird die Doppeltriode wieder in den ursprünglichen Zustand zurückgekippt und der Durchgang der vom Generator gelieferten Impulse gesperrt.

Impulsgenerator

Als Impulsgenerator kann eine einfache Multivibratorschaltung verwendet werden, wie sie in *Abb. 11-20* gezeigt ist. C_2 sei mit der angegebenen Polarität aufgeladen, die linke Triodenhälfte gesperrt und die rechte leitend. Dann wird sich C_1 nahezu auf 250 V aufladen. Sobald sich C_2 über R_3 genügend entladen hat, wird die linke Triodenhälfte leitend. Dadurch sinkt das Potential der linken Anode, und durch die Ladung auf C_1 wird das rechte Triodensystem gesperrt. Hierauf entlädt sich C_1 über R_4 , bis das rechte System wieder leitend und das linke nichtleitend wird. Die Impulsfrequenz wird durch die Größe von C_1 , C_2 und R_3 , R_4 bestimmt; bei der angegebenen Dimensionierung ist sie etwa 10 kHz.

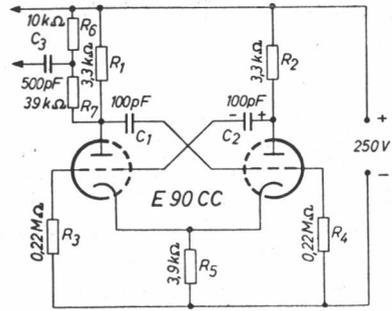


Abb. 11-20. Multivibratorschaltung zur Erzeugung von Impulsen

Elektronische Subtraktion und Division

Zum Subtrahieren kann das Blockschema nach *Abb. 11-21* benutzt werden. Die Impulse werden zwei Zählgeräten mit Ziffernvorwahl zugeführt, die den Subtrahend und den Minuend enthalten. Die letzte Zählstufe des Subtrahenden öffnet die Torschaltung, und das Zählwerk nimmt Impulse auf, bis die letzte Zählstufe des Minuenden die Torschaltung wieder schließt. Die Differenz kann dann im Zählwerk abgelesen werden.

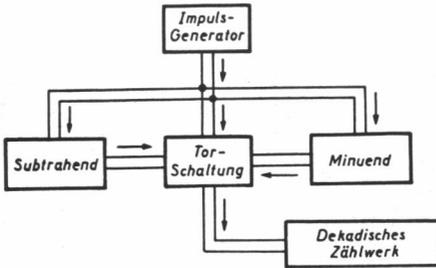


Abb. 11-21. Elektronische Subtraktionsschaltung

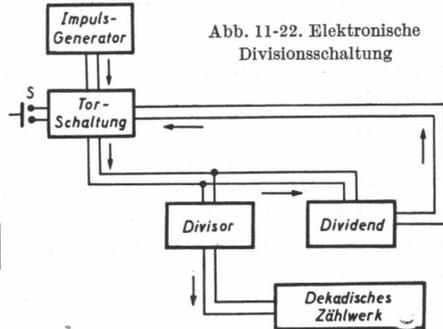


Abb. 11-22. Elektronische Divisionsschaltung

Zum Dividieren dient die Anordnung nach *Abb. 11-22*. Divisor und Dividend sind in zwei Zählgeräten mit Ziffernvorwahl eingegeben. Nach Betätigung des Startschalters S laufen die Impulse in das Divisorzählgerät, das nach jedem Zählzyklus einen Impuls in das Zählwerk gibt. Nach Ablauf der durch den Dividenden gegebenen Impulszahl wird die Torschaltung gesperrt. Im Zählwerk steht dann der Quotient, und der etwa verbleibende Rest kann im Divisorzählgerät abgelesen werden.

Übertragung auf Druckeinrichtungen

Häufig besteht der Wunsch, das im Zählwerk gespeicherte Resultat einer Rechenoperation auf ein Papierband zu drucken oder in einen anderen Speicher einzugeben. Hierzu kann man die Anordnung nach Abb. 11-23 benutzen. Die Zählröhre jeder Dekade wird mit einer Torschaltung verbunden, und beiden werden 10 Impulse zugeführt. Angenommen, die Zählröhre sei auf die Ziffer 4 eingestellt, so wird nach den ersten 6 Impulsen ein Rückstellimpuls abgegeben, der die Torschaltung öffnet. Die folgenden 4 Impulse bringen die Zählröhre wieder auf die ursprüngliche Stellung und gelangen gleichzeitig durch die Torschaltung zum Typendrucker.

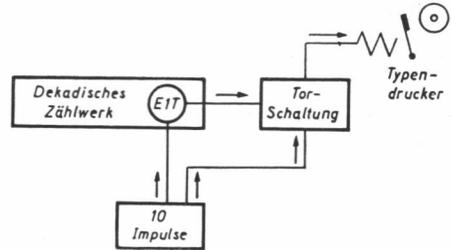


Abb. 11-23. Anordnung zur Übertragung des Zählerstands auf eine Druckeinrichtung

12. Elektronische Zeitgeberschaltungen

Ein Zeitgeber ist eine Einrichtung, die entweder automatisch fortlaufend oder auf besonderes Kommando einmalig den Beginn und das Ende eines bestimmten Zeitintervalles angibt, dessen Größe im voraus festgelegt wurde. Solche Zeitgeber werden bei industriellen Fertigungsprozessen vielfach benötigt, z. B. bei Widerstandsschweißmaschinen, Röntgenapparaten, in fotografischen Ateliers und in chemischen Laboratorien.

Auf- und Entladung eines Kondensators

In allen Fällen wird von der Zeit ausgegangen, die ein Kondensator zur Auf- oder Entladung über einen Widerstand bestimmter Größe benötigt. Die Spannung an einem Kondensator ist $u = \frac{e}{C}$, wobei die Ladung $e = \int i \cdot dt$ ist.

Wird nach Abb. 12-1 ein auf die Spannung U_0 aufgeladener Kondensator C über den Widerstand R entladen, so gilt

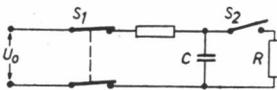


Abb. 12-1. Einfaches RC-Glied

$$\frac{1}{C} \cdot \int i \cdot dt + R \cdot i = 0 \quad (12.1)$$

Als Lösung ergibt sich

$$i = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (12.2)$$

und es wird

$$u = U_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad (12.3)$$

Zeitkonstante

Die Spannung nimmt also nach einer e-Funktion mit der Zeit ab, wie dies die *Abb. 12-2* zeigt; offenbar ist die „Zeitkonstante“ $R \cdot C$ diejenige Zeit, nach der die Spannung am Kondensator auf den e-ten Teil abgefallen ist. Für $t = R \cdot C$ wird

$$u = 0,368 \cdot U_0 \quad (12.4)$$

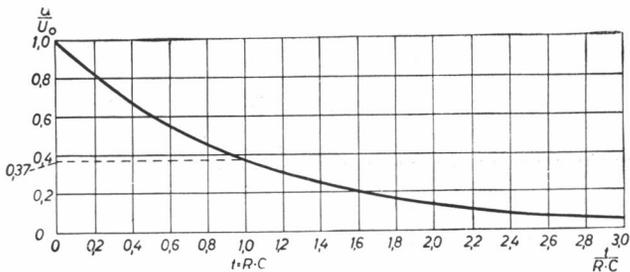


Abb. 12-2. Entladungskurve eines Kondensators

Betrachten wir den Fall, daß die Spannung auf den n -ten Teil ihres Anfangswertes abgefallen ist, so gilt hierfür nach Gl. (12.3)

$$\frac{1}{n} = e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \quad (12.5)$$

oder

$$t = -R \cdot C \cdot \ln \frac{1}{n} \quad (12.6)$$

Zu beachten ist hierbei, daß die Entladungszeit t von der Höhe der Spannung U_0 , auf die der Kondensator zu Beginn aufgeladen wurde, unabhängig ist. Um t in Sekunden zu erhalten, ist R in Megohm und C in Mikrofarad einzusetzen.

Für die Aufladung eines Kondensators in der Zeit t gilt entsprechend

$$u = U_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right) \quad (12.7)$$

Zur Zeit $t = R \cdot C$ wird

$$u = U_0 (1 - e^{-1}) = 0,632 \cdot U_0 \quad (12.8)$$

Als Beispiel sei R mit $1 \text{ M}\Omega$ und C mit $8 \mu\text{F}$ angenommen. Wenn die Spannung am Kondensator nach $t = R \cdot C = 8 \text{ s}$ von null auf 10 V ansteigen soll, muß

$$U_0 = \frac{10}{0,632} = 15,8 \text{ V}$$

sein.

Lädt man nach *Abb. 12-3* den Kondensator C auf eine Spannung U_0 und entlädt ihn dann über R unter der Einwirkung einer entgegengesetzten Spannung $-U_0$, so wird $1/n = 1/2$, wenn die Ladung des Kondensators gerade zu Null geworden ist. Aus Gl. (12.6) ergibt sich dann

$$t = 0,693 \cdot RC \quad (12.9)$$

Das heißt also, daß nach $0,693 \cdot RC$ Sekunden die Spannung an C gerade zu Null geworden ist, ohne Rücksicht auf die Größe der Ausgangsspannung U_0 .

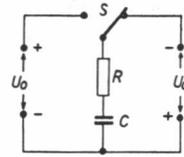


Abb. 12-3. Entladung eines Kondensators unter Einwirkung einer Spannung entgegengesetzter Polarität

Zeitgeberschaltung für fotografische Zwecke

Eine Zeitgeberschaltung unter Benutzung des Vorstehenden läßt sich verhältnismäßig einfach aufbauen, wenn man die Spannung an dem RC -Glied zur Zündung eines Thyratrons benutzt, in dessen Anodenstromkreis man dann z.B. ein geeignetes Relais oder dergleichen zur Betätigung oder Auslösung eines bestimmten Vorgangs einschaltet. Eine solche Zeitgeberschaltung, die bei der Ausführung von fotografischen Vergrößerungsarbeiten benutzt werden kann, zeigt *Abb. 12-4*, bei der die edelgasgefüllte, für solche Zwecke aus-

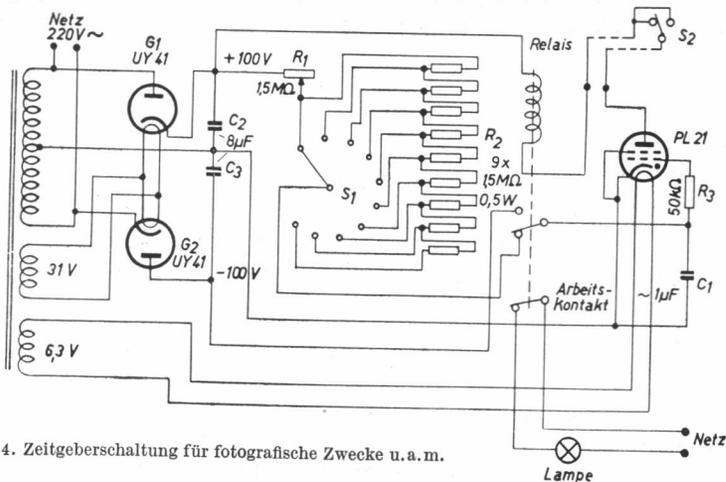


Abb. 12-4. Zeitgeberschaltung für fotografische Zwecke u. a. m.

gezeichnet geeignete *Valvo*-Röhre PL 21, die einen mittleren Anodenstrom von 100 mA zu liefern vermag, Verwendung findet. Beim Anlegen der Netzspannung zündet zunächst das Thyratron, da es über die Gleichrichterröhre G_1 gitter- und anodenseitig positive Spannungen erhält. Zündet es, so zieht das Relais an, wodurch sich der Arbeitskontakt öffnet und der Kondensator C_1 über die Gleichrichterröhre G_2 auf eine negative Spannung von

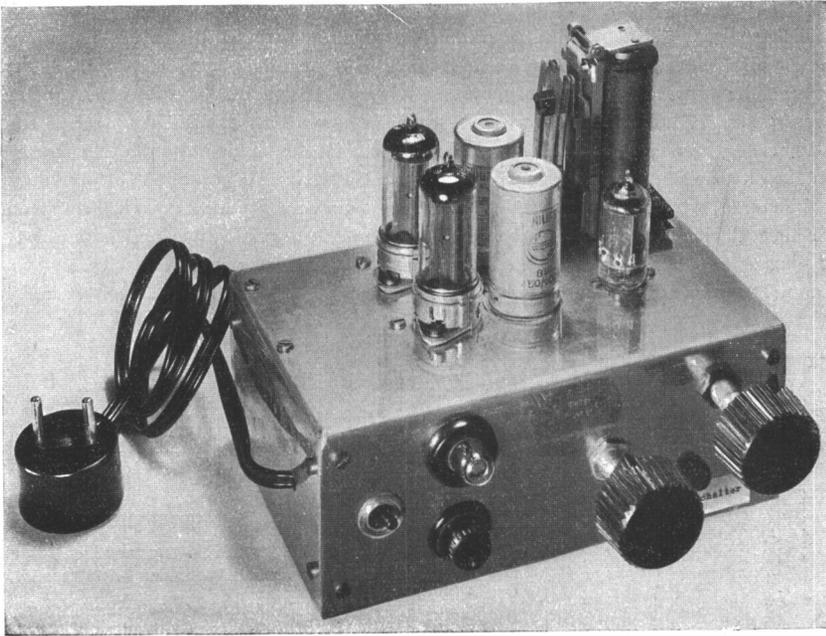


Abb. 12-5. Laborausführung eines Zeitgebers nach Abb. 12-4 (Werkbild: Elektro Spezial GmbH)

—100 V auflädt. Das Thyatron bleibt jedoch gezündet, da eine Verschiebung der Gitterspannung ins Negative keine Unterbrechung der Entladung verursacht, falls die Anodenspannung nicht unterbrochen wird. Dies ist jedoch für die Dauer von einigen Millisekunden der Fall, wenn man den Schalter S_2 von der einen in die andere Position umlegt. Da die Entionisierungszeit der PL 21 genügend klein ist, bleibt die Röhre wegen der negativen Spannung an C_1 gelöscht, das Relais fällt ab und schließt den Arbeitskontakt. Gleichzeitig bekommt C_1 Gelegenheit, sich über die Widerstände R_1 und R_2 zu entladen und auf die Spannung +100 V umzuladen. R_2 besteht aus neun Einzelwiderständen, die mittels des Stufenschalters S_1 wahlweise zugeschaltet werden können, um die Entladezeit bis zu etwa 10 s auszudehnen. Wenn der Kondensator jedoch auf eine Restspannung von etwa —2 V entladen ist, zündet das Thyatron wieder, worauf das Relais anzieht und den Arbeitskontakt wieder unterbricht. Es ist damit der Anfangszustand wiederhergestellt, bis der Schalter S_2 aufs neue betätigt wird. Das gelieferte Zeitintervall läßt sich nach Gl. (12.9) bestimmen und kann mit R_1 und R_2 variiert werden. Eine Erweiterung des Bereichs bis zu etwa 3 min ist durch Wahl größerer Widerstandswerte leicht möglich. Das Foto eines Laborgeräts, das nach dieser Schaltung gebaut wurde, zeigt die Abb. 12-5.

Zeitgeberschaltung für zwei Intervalle

Eine elektronische Zeitgeberschaltung, die zwei aufeinanderfolgende und unabhängig voneinander einstellbare Zeiten liefert, ist in *Abb. 12-6* dargestellt; allerdings ist die Schaltung nur für solche Zeitintervalle geeignet, die gegenüber der Dauer einer Netzperiode groß sind. Es werden drei Röhren PL 21 verwendet, wobei in einem Fall das Schirmgitter ebenfalls zur Steuerung herangezogen wird. Im Ruhezustand ist der selbsthaltende Schalter S geöffnet, so daß die Röhre T_1 gelöscht ist. Über den Widerstand R_1 und die Gitter-Katoden-Strecke von T_1 wird dann der Kondensator C_1 mit der angegebenen Polarität aufgeladen. Die Röhre T_2 ist gezündet, da sie keine Gittervorspannung hat, und der Kondensator C_2 wird über R_3 und die Gitter-Katoden-Strecke von T_2 mit der angegebenen Polarität aufgeladen. Der über R_6 fließende Anodenstrom von T_2 lädt den Kondensator C_3 auf eine

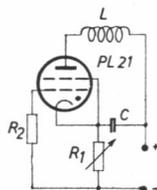
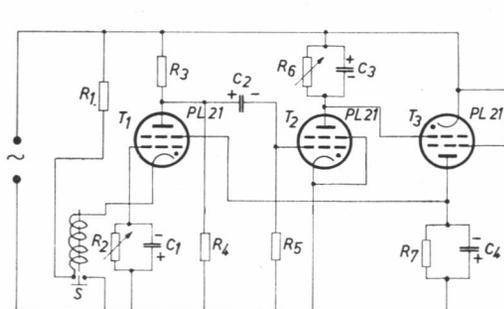


Abb. 12-7. Schaltung zur Erzeugung eines wiederkehrenden Zeitintervalls

Links: Abb. 12-6. Zeitgeberschaltung für zwei aufeinanderfolgende Zeiten

Spannung auf, die als negative Gitterspannung an der Röhre T_3 liegt und sie am Zünden hindert. Bei Betätigung des Schalters S liegt die durch C_1 gelieferte Spannung am Gitter von T_1 und sperrt sie so lange, bis sich C_1 über R_2 nahezu entladen hat. Das durch diesen Vorgang gegebene Zeitintervall kann man durch Änderung des Widerstands R_2 variieren. Durch die darauffolgende Zündung von T_1 werden die positiven Spannungshalbwellen, die bisher den Kondensator C_2 aufgeladen haben, praktisch nach Katode kurzgeschlossen, und die Spannung von C_2 steht mit negativem Vorzeichen am Gitter von T_2 , wodurch diese Röhre gesperrt wird. Nunmehr hat C_3 Gelegenheit, sich über R_6 zu entladen; die so gegebene Zeit kann mit R_6 eingestellt werden. Es zündet darauf T_3 und verursacht einen Spannungsabfall an R_7 , wodurch über das Schirmgitter die Röhre T_1 wieder gelöscht wird und der Schalter S abfällt. Gleichzeitig wird T_2 wieder zünden und T_3 löschen, so daß der Anfangszustand wiederhergestellt ist.

Periodisch arbeitende Zeitgeberschaltung

Eine sehr einfache Schaltung, die periodisch hintereinander das gleiche Zeitintervall liefert und auch zur Erzeugung von Kippschwingungen Verwendung finden kann, ist in *Abb. 12-7* dargestellt. Der Kondensator C wird durch eine Gleichspannung über den Widerstand R_1 aufgeladen. Während des Ladevorgangs sperrt der an R_1 entstehende Spannungsabfall das Thyatron; nach beendeter Ladung zündet jedoch die Röhre und entlädt den Kondensator

über L , worauf sich C erneut auflädt usw. Dank der Selbstinduktion L wird die an der Anode wirksame Spannung während der Entladung kurzzeitig unter den Wert der Bogen- spannung heruntergedrückt, so daß ein Durchzünden des Thyratrons vermieden ist. Häufig stellt L die Primärwicklung einer Induktorspule dar, die infolge der kräftigen primär- seitigen Stromimpulse erhebliche sekundärseitige Spannungsspitzen zu liefern vermag (Abb. 10-5).

Periodische Schaltung für zwei Intervalle

Eine recht nützliche Schaltung ist in der Abb. 12-8 dargestellt, in der zwei Röhren PL 21 verwendet werden. Diese Schaltung liefert periodisch aufeinanderfolgend zwei Zeiten, die man durch Veränderung der beiden Widerstände R_1 und R_4 einstellt, wobei die Thyratrons abwechselnd zünden und löschen. Beim Einschalten wird über C_1 ein positiver Spannungsimpuls auf das Gitter der Röhre T_1 übertragen, der bewirkt, daß diese Röhre zuerst zündet. Da die Bogen- spannung der PL 21 nur etwa 8 V ist, nimmt die Anode von T_1 dieses Potential an; etwa das gleiche gilt auch für das Steuer- gitter, so daß die Kondensatoren C_3 und C_4 Gelegenheit haben, sich über R_2 auf eine Spannung aufzu- laden, die nahezu gleich der Be- triebsspannung ist. Wenn jetzt die Röhre T_2 zündet, erniedrigt sich das Potential ihrer Anode auf den Wert der Bogen- spannung, so daß der Kondensator C_3 , ehe er um- geladen wird, das Potential der Anode von T_1 für einen Augen- blick unter die Bogen- spannung bringt. Dies genügt jedoch, um die Röhre zu entionisieren und zu löschen; sie bleibt auch gelöscht, da die Ladung von C_4 dem Steuergitter eine nega- tive Spannung erteilt. Erst nachdem sich C_4 über R_2 und R_4 entladen hat, vermag T_1 wieder zu zünden. Inzwischen sind jedoch C_2 und C_3 mit entgegengesetzter Polarität aufgeladen worden, so daß nach Zündung von T_1 wiederum T_2 in entsprechender Weise gelöscht wird und in diesem Zustand bleibt, bis C_2 sich über R_1 und R_5 entladen hat. In dieser Weise setzt sich der Vorgang fort; an Stelle der Widerstände R_2 und R_5 können z. B. geeignete Relais oder Schaltschütze treten, durch die dann die in Betracht kommenden Prozesse gesteuert werden. Die Dauer der beiden Zeitintervalle bemißt man durch die Widerstände R_1 bzw. R_4 .

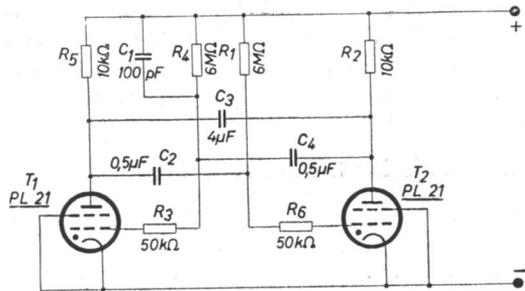


Abb. 12-8. Schaltung zur Erzeugung von zwei periodisch aufeinanderfolgenden Zeiten

Schaltung zur Dosierung von Belichtungszeiten

Abb. 12-9 zeigt die Schaltung eines einfachen Zeitgebers, der ebenfalls zur Dosierung der Belichtungszeiten in fotografischen Ateliers, Klischeeanstalten usw. Verwendung finden kann. Die Schaltung ist zum Anschluß an 110 V ~ ausgelegt, kann jedoch natürlich auch für 220 V Verwendung finden, falls man die Primärwicklung des für die Röhre PL 21

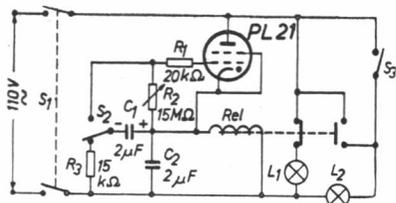


Abb. 12-9. Schaltung eines Zeitgebers für fotografische Vergrößerungsapparate u. a. m.

eingeschaltet werden. Zum Beginn der Belichtungszeit wird nunmehr der Schalter S_2 in die andere Position gebracht. Der Kondensator C_1 , der durch den bisher an Rel stehenden Spannungsfall mit der angegebenen Polarität auf etwa 100 V aufgeladen war, ist jetzt mit dem Steuergitter der PL 21 verbunden, wodurch diese Röhre gelöscht wird. C_1 entlädt sich über R_2 , dessen Größe einstellbar ist und die Belichtungsdauer bestimmt; nach nahezu erfolgter Entladung zündet das Thyatron wieder, womit die Belichtungszeit beendet ist. Die Dauer ist etwa in dem Bereich von $1 \dots 50$ s einstellbar; zweckmäßigerweise verwendet man einen Stufenschalter mit entsprechenden Festwiderständen.

Elektronischer Schweißzeitgeber

Güte und Gleichmäßigkeit der mit einer Punktschweißmaschine erzielten Schweißung hängen wesentlich von der exakten Innehaltung der Schweißzeit ab. Da das Volumen des Materials, das auf Schweißtemperatur gebracht wird, auf das absolut nötige Minimum zu beschränken ist, resultiert hieraus die Forderung nach möglichst kurzen Schweißzeiten, die u. U. nur wenige Perioden des Netzstroms umfassen. Die Schaltung eines elektronischen Schweißzeitgebers, der für kleine Tischschweißmaschinen geeignet ist, zeigt **Abb. 12-10**. Sobald der Hauptschalter S_1 geschlossen wird, fließt ein geringer Strom über R_2 bzw. die

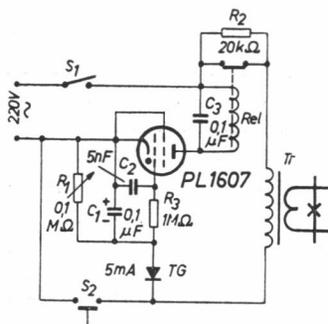


Abb. 12-10. Einfacher Zeitgeber für kleine Punktschweißmaschinen

benötigten Heiztransformators als Spartransformator mit Mittelanzapfung ausbildet. Die Schalter S_2 und S_3 sind zunächst in der gezeichneten Position. Wenn nunmehr der Hauptschalter S_1 geschlossen wird, zündet das Thyatron PL 21, das Relais Rel zieht an, und seine Kontakte werden wie angegeben betätigt, wodurch sich die rote Dunkelkammerbeleuchtung L_1 einschaltet. Zur Justierung des Vergrößerungsapparats kann jetzt S_3 nach Bedarf geschlossen und die Belichtungs Lampe L_2

geschlossen Relaiskontakte, die Primärwicklung des Schweißtransformators Tr , den Trockengleichrichter TG und R_1 , wodurch C_1 mit der angegebenen Polarität aufgeladen wird. Das Thyatron PL 1607 erhält somit eine negative Gittervorspannung, die es am Zünden hindert. Wird nun der Fußschalter S_2 geschlossen, beginnt der Schweißstrom zu fließen; gleichzeitig wird die Aufladung von C_1 unterbrochen, da S_2 den Trockengleichrichter und R_1 überbrückt, und C_1 entlädt sich wieder über R_1 . Die Entladezeit wird durch die Größe von R_1 beeinflusst und bestimmt die Schweißzeit; sobald C_1 nahezu entladen ist, zündet das Thyatron und öffnet über Rel den Schweißstromkreis. Wenn nun der Fuß-

schalter S_2 wieder geöffnet wird, beginnt die Aufladung von C_1 erneut, das Thyatron löscht, und der Ausgangszustand ist wiederhergestellt. Es wäre theoretisch denkbar, daß der Schweißstrom vor Ablauf der eingestellten Schweißzeit durch vorzeitiges Öffnen des Fußschalters unterbrochen wird, jedoch besteht in der Praxis diese Gefahr nicht bei sehr kurzen Schweißzeiten von etwa 1...4 Perioden Dauer, für welche die beschriebene Schaltung entwickelt wurde, da das Schließen und Öffnen eines Fußschalters in einer noch kürzeren Zeit im allgemeinen mechanisch unmöglich ist.

Schweißzeitgeber der NEMA

Abb. 12-11 zeigt eine in den USA gebräuchliche Schaltung, die nach den Normen der NEMA (National Electrical Manufacturers Association) entwickelt wurde und ebenfalls zur Schweißzeitbegrenzung dient. Im Ruhezustand fließt ein Strom von Katode zum Gitter der Hochvakuumröhre V , der für die Aufladung des Kondensators C_1 mit der angegebenen Polarität sorgt. Die Größe der an C_1 entstehenden Spannung wird durch die Einstellung des Potentiometers R_2 bestimmt. Sobald der Betätigungsschalter S geschlossen wird, zündet das Thyatron T (Valvo PL 21) und betätigt das Relais (Beginn der Schweißzeit). Gleichzeitig wird der Gitterkreis von V geschlossen und das Fließen des Anodenstroms infolge der Ladung von C_1 verhindert. C_1 entlädt sich nunmehr über R_5 , bis die Röhre V schließlich Anodenstrom zu führen beginnt. Hierdurch wird der Kondensator C_2 mit der gezeichneten Polarität aufgeladen und das Steuergitter des Thyatrons negativ, so daß es löscht und die Schweißzeit beendet ist. Die Einstellung der Zeitdauer geschieht durch R_2 ; die variablen Widerstände R_1 und R_3 dienen zur einmaligen Eichung der Skala von R_2 .

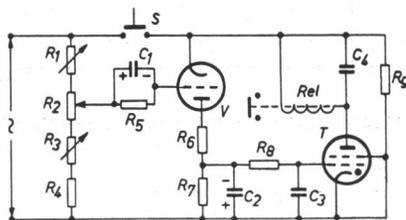


Abb. 12-11. Zeitgeberschaltung für Punktschweißmaschinen der National Electrical Manufacturers Association

Abb. 12-11. Zeitgeberschaltung für Punktschweißmaschinen der National Electrical Manufacturers Association

Schweißzeitgeber für vier Intervalle

Bei Widerstandsschweißmaschinen wird häufig ein Zeitgeber benötigt, der vier aufeinanderfolgende Zeiten liefert, die unabhängig voneinander einstellbar sein müssen. Es sind dies 1. die Andruckzeit, die zum Schließen der Schweißelektroden erforderlich ist, 2. die eigentliche Schweißzeit, während der Strom durch das Werkstück fließt, 3. die Haltezeit, während der das Werkstück erkaltet, und 4. die Schweißpause, die zum Öffnen der Elektroden und zum Weitertransport des Werkstücks benötigt wird. Einen elektronischen Zeitgeber, der für diesen Zweck geeignet ist, zeigt Abb. 12-12. Die vier Zeiten werden durch je eine Zeitgeberschaltung geliefert, die ein kleines edelgasgefülltes Thyatron vom Typ PL 21 enthält, so daß insgesamt vier Röhren dieser Art Verwendung finden. Um die Wirkungsweise zu verstehen, betrachten wir zunächst die Röhre T_1 . Die Anode ist über die Wicklung des Relais Rel_2 mit dem Pol A der von dem Transformator Tr gelieferten Wechselspannung verbunden. Die Katode hat über den Widerstand R_7 ebenfalls mit Pol A Verbindung,

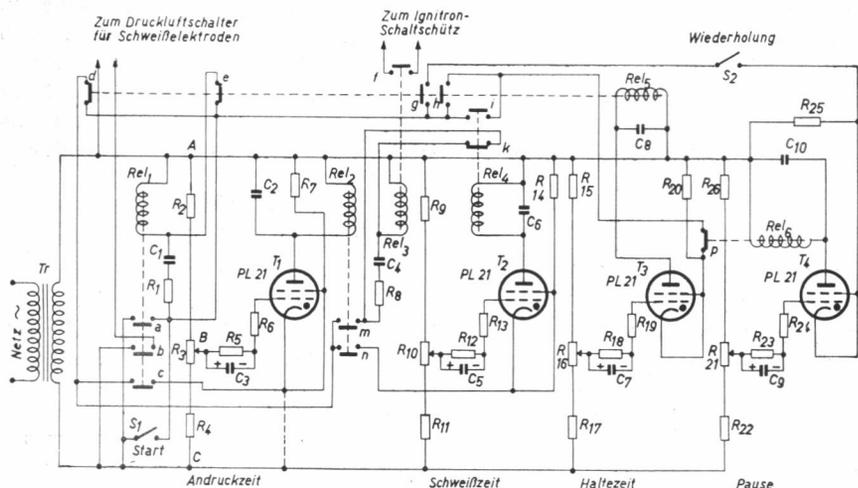


Abb. 12-12. Zeitüberschaltung für vier aufeinanderfolgende Zeitintervalle, geeignet für Schweißmaschinen

während das Steuergitter über die Widerstände R_6 und R_5 an dem Schleifer des Potentiometers R_3 liegt (Punkt B). Zwischen A und B herrscht eine Wechselspannung, deren Größe mittels R_3 geregelt werden kann. Während der Spannungshalbwellen, in denen Punkt B positiv gegenüber Punkt A ist, fließt ein Strom über R_5 , R_6 , die Gitter-Katoden-Strecke von T_1 und R_7 , der an R_5 einen Spannungsabfall erzeugt und damit den Kondensator C_3 mit der angegebenen Polarität auflädt. Es ist einleuchtend, daß die Größe der an C_3 entstehenden Spannung von der Größe der Wechselspannung zwischen A und B, d.h. von der Stellung des Potentiometers R_3 abhängt. Der Kondensator wird nahezu auf den Scheitelwert dieser Wechselspannung aufgeladen, da er sich während der Halbperioden, in denen B negativ gegenüber A ist, jeweils nur unwesentlich über R_5 entladen kann. Es sei nun angenommen, daß die Katode von T_1 mit dem Pol C der Wechselspannung verbunden wird, wie dies durch die gestrichelte Leitung angedeutet ist. In diesem Augenblick wird der Anodenstromkreis von T_1 geschlossen; die Röhre bleibt jedoch vorerst gelöscht, und es fließt kein Strom, da am Steuergitter eine Spannung wirksam ist, die sich aus der an C_3 stehenden negativen Gleichspannung und der zwischen B und C herrschenden Wechselspannung zusammensetzt. Im gleichen Augenblick beginnt aber die Entladung des Kondensators C_3 über den Widerstand R_5 , und die negative Gleichspannung vermindert sich allmählich, bis schließlich nach Ablauf einer durch die Einstellung von R_3 vorbestimmten Zeit die Zündung von T_1 erfolgt. Der Verlauf der während dieser Zeit am Steuergitter herrschenden Gesamtspannung ist in Abb. 12-13 wiedergegeben.

Wir können nun darangehen, die Wirkungsweise der gesamten Schaltung nach Abb. 12-12 zu verfolgen. Im Ruhezustand hat die Katode keiner der Röhren $T_1 \dots T_4$ Verbindung mit Pol C der Wechselspannung, so daß sie gelöscht sind. Jedoch können sich die Kondensatoren C_3 , C_5 , C_7 , C_9 über die Gitter-Katoden-Strecken der Röhren wie angegeben aufladen. Zur Einleitung eines Schweißvorgangs wird nunmehr der Schalter S_1 geschlossen. Hierdurch er-

hält das Relais Rel_1 Strom und zieht an, so daß der Druckluftschalter für die Schweißelektroden betätigt wird (Beginn der Andruckzeit). Gleichzeitig wird Rel_1 über den Kontakt a selbst gehalten, und die Katode von T_1 erhält über die Kontakte c, d, a Verbindung mit Pol C der Wechselfspannung. Kondensator C_3 entlädt sich über R_5 und liefert damit die Andruckzeit, bis T_1 zündet und Rel_2 anzieht. Kontakt m schließt den Stromkreis des Relais Rel_3 , wodurch das Ignitron-Schaltschütz betätigt wird (Beginn der Schweißzeit). Gleichzeitig verbindet sich über Kontakt n die Katode von T_2 mit Pol C , so daß sich C_5 über R_{12} entlädt und die Schweißzeit liefert. Sodann zündet T_2 und betätigt Rel_4 ; damit wird über k der Stromkreis von Rel_3 geöffnet. Außerdem wird über Kontakt i die Katode von T_3 mit Pol C verbunden (Beginn der Haltezeit). Der Kondensator C_7 entlädt sich über R_{18} und liefert die Haltezeit, worauf T_3 zündet und das Relais Rel_5 anzieht. Kontakt h wird geschlossen und i überbrückt; hiermit ist sichergestellt, daß sich der Anodenstromkreis von T_2 nicht unterbricht, wenn Rel_4 abfällt. Ferner wird der Kontakt d geöffnet, so daß die Anodenstromkreise von T_1 und T_2 unterbrochen und diese Röhren gelöscht werden; Rel_2 und Rel_4 sind damit stromlos. Schließlich unterbricht Kontakt e den Stromkreis von Rel_1 , womit der Druckluftschalter zum Öffnen der Schweißelektroden betätigt wird. Falls nun der Schalter S_2 geöffnet war, ist jetzt der einmalige Schweißvorgang beendet, und der Ruhezustand stellt sich wieder her, indem Schalter S_1 geöffnet und damit T_3 gelöscht wird. War jedoch der Schalter S_2 geschlossen, so legt der Kontakt g

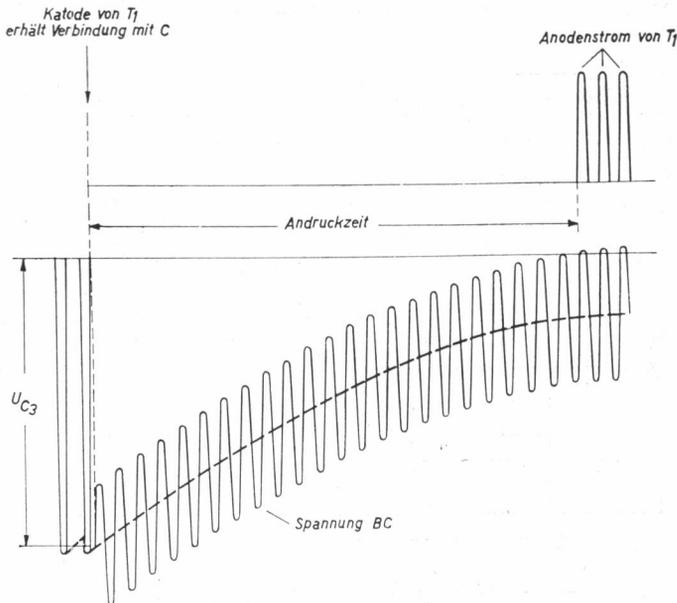


Abb. 12-13. Verlauf der Steuergitterspannung einer Röhre in der Schaltung nach Abb. 12-12

die Katode von T_4 an den Pol C (Beginn der Schweißpause). Kondensator C_9 entlädt sich über R_{23} und liefert die Pausenzeit, bis T_4 zündet und der Kontakt p des Relais Rel_6 die Röhre T_3 zum Löschen bringt. Hierdurch wird Rel_5 stromlos, unterbricht den Anodenstromkreis von T_4 , so daß diese Röhre nun ebenfalls löscht. Außerdem wird aber auch Kontakt e wieder geschlossen, und da der Schalter S_1 noch zu ist, erhält Rel_1 wieder Strom, womit sich der nächste Schweißvorgang einleitet. Der Prozeß wiederholt sich so lange, bis man S_1 öffnet; ist dies vor Ablauf eines Schweißvorgangs der Fall, so wird dieser letzte Vorgang doch beendet, ehe das Gerät zur Ruhe kommt.

Ein anderer Zeitgeber für vier Intervalle

Eine ähnliche Schaltung, die ebenfalls für Schweißgeräte geeignet ist, zeigt **Abb. 12-14**. Die vier Thyratrons $T_1 \dots T_4$ werden anodenseitig mit Wechselspannung betrieben, während die gitterseitige Steuerung mit Gleichspannung erfolgt. Die Katoden der Röhren erhalten über eine Anzapfung des aus R_1 , R_2 und R_4 bestehenden Spannungsteilers ein positives Potential. Die Steuergitter von T_1 , T_2 , T_3 sind über Relaiskontakte mit dem Minuspol der Gleichspannungsquelle verbunden, so daß sie eine negative Vorspannung erhalten. Die Röhren sind demnach gelöscht, während T_4 gezündet ist, da der Kontakt d die Verbindung des Steuergitters zum Minuspol unterbricht.

Zur Betätigung des Zeitgebers wird Schalter S geschlossen, worauf Rel_1 anzieht und sich über Kontakt i selbst hält. Kontakt m betätigt den Druckluftschalter für die Schweißelektroden, womit die Andruckzeit beginnt. Kontakt k trennt die Verbindung des Steuer-

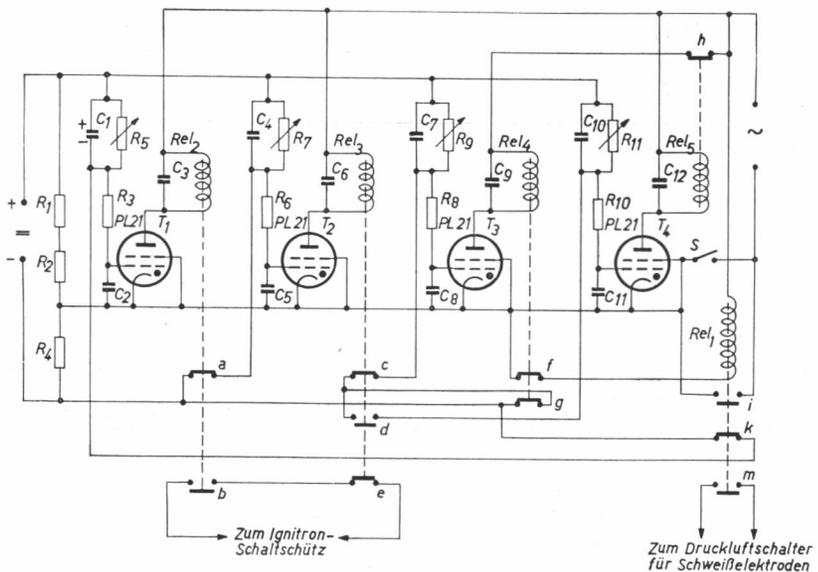


Abb. 12-14. Eine andere Zeitgeberschaltung für Schweißmaschinen

gitters von T_1 zum Minuspol auf, worauf C_1 sich über R_5 entlädt und damit die Andruckzeit liefert. Wenn die Spannung an C_1 etwa gleich dem an $R_1 + R_2$ stehenden Spannungsabfall ist, zündet T_1 , und Rel_2 zieht an. Kontakt b schließt den Ignitron-Steuerstromkreis, womit die Schweißzeit beginnt. Kontakt a öffnet die Verbindung des Steuergitters von T_2 mit dem Minuspol, so daß C_4 sich über R_7 entladen und die Schweißzeit liefern kann. Wenn T_2 dann zündet, zieht Rel_3 an und unterbricht den Ignitron-Steuerstromkreis, womit die Schweißzeit beendet ist. Außerdem stellt Kontakt d die Verbindung des Steuergitters von T_4 mit dem Minuspol her, wodurch T_4 gelöscht wird und C_{10} sich aufladen kann. Schließlich unterbricht Kontakt c die Verbindung des Steuergitters von T_3 mit dem Minuspol, so daß sich C_7 über R_9 entladen kann (Haltezeit). Sobald die Spannung am Steuergitter gegenüber Katode etwa zu Null geworden ist, zündet T_3 , wodurch die Kontakte f und g geöffnet werden. Rel_1 fällt ab und leitet das Öffnen der Schweißelektroden ein (Beginn der Schweißpause); ferner werden T_1 und damit auch T_2 gelöscht. Zwar schließt sich hierdurch Kontakt c , doch bleibt T_3 vorerst gezündet, da Kontakt g die Verbindung des Steuergitters zum Minuspol weiterhin unterbricht. Kontakt g öffnet den Steuergitterstromkreis von T_4 , so daß sich C_{10} über R_{11} entladen kann (Schweißpause). Schließlich zündet T_4 , Kontakt h unterbricht den Anodenstromkreis von T_3 , und die Kontakte f und g werden geschlossen. Falls S noch geschlossen war, zieht Rel_1 an, worauf der gesamte Vorgang erneut abläuft. Wurde S jedoch in der Zwischenzeit wieder geöffnet, so bleibt Rel_1 stromlos, und der Ruhezustand ist wiederhergestellt, bis man S aufs neue betätigt.

13. Gleichrichterschaltungen für industrielle Zwecke

Es gibt in technischen Betrieben der Industrie eine Reihe von Fällen, in denen zum Laden von Akku-Batterien, zur Speisung von Motoren, magnetischen Spannplatten oder Kuppelungen, zum Betrieb von Bogenlampen, für elektrochemische Prozesse usw. eine Gleichspannungsquelle benötigt wird, während im allgemeinen nur Wechselspannung des Licht- oder Kraftnetzes zur Verfügung steht. Die in solchen Fällen erforderliche Umformung des Wechsel- oder Drehstroms in Gleichstrom kann grundsätzlich auf drei verschiedene Arten geschehen, und zwar

1. durch rotierende Umformer, bei denen ein Wechsel- oder Drehstrommotor einen Gleichstromgenerator antreibt,
2. durch Trockengleichrichter,
3. durch Röhrengleichrichter.

Die Röhrengleichrichtung weist gegenüber dem rotierenden Umformer verschiedene wesentliche Vorteile auf; so sind keine baulichen Fundamente erforderlich und keine beweglichen Teile vorhanden, die Wartung ist einfacher, und der Betrieb geht geräuschlos und ohne Vibrationen vonstatten. Dem Trockengleichrichter gegenüber hat der Röhrengleichrichter die Vorteile der kleineren Abmessungen, der geringeren Temperaturabhängigkeit und vielfach des besseren Wirkungsgrades. Es ist daher nicht verwunderlich, daß von Röhrengleichrichtern in der Industrie in großem Umfang Gebrauch gemacht wird, zumal moderne Gleichrichterröhren eine außerordentlich hohe Lebensdauer (etwa 20000...30000 Stunden) haben.

Berechnung von Zweiphasen-Halbweg-Gleichrichtern

Zur Vereinfachung der Rechnungen wird die Voraussetzung gemacht, daß wechselstromseitige Reaktanzen vernachlässigbar sind (unendlich kleine Kommutierungsdauer). Ferner werden rein sinusförmige Netz- und Transformatorspannungen angenommen. Abb. 13-1 zeigt den Verlauf der Sekundärspannung U_{tr} , des Sekundärstroms I_{tr} und Primärstroms I_p bei einer Zweiphasen-Halbwegschtaltung, wobei zunächst der Zündwinkel $\varphi_0 = 0$ angenommen ist. Der obere Teil gilt für rein ohmsche Belastung, während sich die beiden unteren Kurven auf induktive Belastung (unendlich große Katodendrossel) beziehen. Im letzteren Fall werden die Stromkurven I_{tr} und I_p rechteckig. Unter Vernachlässigung der Brennspannung der Gleichrichterröhren gilt für die mittlere gleichgerichtete Ausgangsspannung eines m -phasigen Gleichrichters bei Vollaussteuerung die Gl. (2.22) von Teil I.2. Für $m = 2$ wird $M = 0,9$. Falls die Brennspannung U_b nicht gegenüber der Transformatorspannung vernachlässigt werden kann, wird die Ausgangsspannung

$$U_o = \frac{m}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}} (\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \varphi - U_b) d\varphi = M \cdot U_{tr} - U_b \quad (13.1)$$

Da die Brennspannung somit als konstanter Betrag von der Ausgangsspannung abzuziehen ist, kann sie bei den weiteren Berechnungen der Einfachheit halber außer Betracht gelassen werden.

Der Effektivwert des Sekundärstroms I_{tr} je Phase kann aus der allgemeinen Beziehung

$$I_{tr} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}} i^2 \cdot d\varphi} \quad (13.2)$$

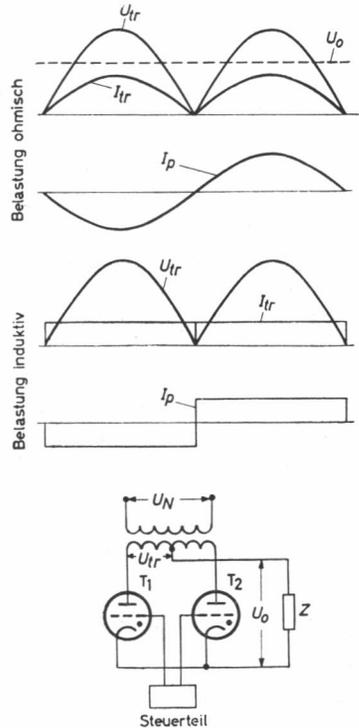


Abb. 13-1. Ausgangsspannung, Ausgangsstrom und Primärstrom eines Zweiphasen-Halbweggleichrichters bei ohmscher und induktiver Last

gewonnen werden, wobei im Falle ohmscher Belastung

$$i = \hat{i} \sin \varphi \quad (13.3)$$

zu setzen ist. Damit ergibt sich für $m = 2$

$$I_{tr} = \frac{1}{2} \hat{i} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{2} \cdot I_0 = 0,785 I_0 \quad (13.4)$$

mit I_0 als mittlerem gleichgerichteten Ausgangsstrom. Im Falle induktiver Belastung wird nach *Abb. 13-1*

$$I_{tr} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot I_0 \quad (13.5)$$

da I_{tr} nunmehr rechteckförmige Gestalt hat und jeweils während des Intervalls π fließt.

Die Primärspannung (Netzspannung) hängt mit der Sekundärspannung durch die Beziehung

$$\frac{U_N}{U_{tr}} = \ddot{u} \quad (13.6)$$

zusammen, wobei \ddot{u} das Übersetzungsverhältnis des Transformators ist. Der Primärstrom entspricht hinsichtlich seiner Form der des Sekundärstroms; bei ohmscher Belastung ergibt sich

$$I_p = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{tr} = \frac{1}{\ddot{u}} \frac{\pi}{2 \sqrt{2}} \cdot I_0 \quad (13.7)$$

was darauf zurückzuführen ist, daß durch die Gleichrichterwirkung der Röhren der Sekundärstrom je Phase nur während jeder zweiten Halbperiode fließen kann. Hier zeigt sich ein grundsätzlicher Unterschied des Gleichrichtertransformators gegenüber dem normalen Stromwandler, bei dem die Transformation der Ströme mit $\frac{1}{\ddot{u}}$ erfolgt.

Im Falle induktiver Belastung ergibt sich aus Gl. (13.5)

$$I_p = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot \sqrt{2} \cdot I_{tr} = \frac{1}{\ddot{u}} \cdot I_0 \quad (13.8)$$

Der Magnetisierungsstrom im Transformator ist in Gl. (13.7) und (13.8) unberücksichtigt geblieben; er wird im allgemeinen weniger als 10% des Primärstroms sein.

Die gleichgerichtete Ausgangsleistung des Gleichrichters ist $W_o = I_o \cdot U_o$, die sekundärseitige Scheinleistung des Transformators

$$W_{tr} = m \cdot I_{tr} \cdot U_{tr} \quad (13.9)$$

Für $m = 2$ und im Falle ohmscher Belastung wird

$$W_{tr} = 2 \cdot \frac{0,785}{0,9} I_o \cdot U_o = 1,74 \cdot W_o \quad (13.10)$$

und bei induktiver Belastung

$$W_{tr} = \frac{2}{0,9 \cdot 1,41} I_o \cdot U_o = 1,57 \cdot W_o \quad (13.11)$$

Die primärseitige Scheinleistung des Transformators ergibt sich bei ohmscher Last zu

$$W_p = I_p \cdot U_N = \sqrt{2} \frac{0,785}{0,9} I_o \cdot U_o = 1,23 W_o \quad (13.12)$$

und bei induktiver Last zu

$$W_p = \frac{\sqrt{2}}{0,9 \cdot 1,41} I_o \cdot U_o = 1,11 W_o \quad (13.13)$$

Zur Ermittlung der Typenleistung des Transformators ist jeweils der arithmetische Mittelwert über primär- und sekundärseitige Scheinleistung zu bilden; es folgt somit bei ohmscher Last

$$W_{(ohm)} = \frac{W_{tr} + W_p}{2} = 1,48 W_o \quad (13.14)$$

und bei induktiver Last

$$W_{(ind)} = 1,34 W_o \quad (13.15)$$

Für den Entwurf des Gleichrichters interessieren ferner die für die Beanspruchung der Röhren maßgebenden Größen, nämlich der Spitzenstrom und die maximale Spannung in Sperrichtung. Der Spitzenstrom bei ohmscher Belastung folgt aus dem allgemeinen Ansatz

$$I_o = \frac{m}{2\pi} \cdot \hat{i} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m}} \sin \varphi \, d\varphi \quad (13.16)$$

woraus sich ergibt

$$\hat{i} = I_o \cdot \frac{\pi}{m \cdot \sin \pi/m} \quad (13.17)$$

Für $m = 2$ wird

$$\hat{i} = \frac{\pi}{2} \cdot I_o = 1,57 \cdot I_o \quad (13.18)$$

Im Falle induktiver Belastung ist einfach

$$\hat{i} = I_o \quad (13.19)$$

zu setzen.

Die Sperrspannung je Röhre ist nach Teil I.2

$$U_{sp} = 2\sqrt{2} \cdot U_{tr} = 3,14 \cdot U_o \quad (13.20)$$

Schließlich gilt für den mittleren Anodenstrom je Röhre allgemein

$$I_a = \frac{I_o}{m} \quad (13.21)$$

Die bisher gewonnenen Beziehungen sollen an Hand von einem einfachen Beispiel erprobt werden. Ein zweiphasiger Gleichrichter soll 10 A bei 500 V bei Vollaussteuerung an einen induktiven Verbraucher abgeben. Zur Verwendung gelangen zwei *Valvo*-Thyratrons PL 105 ($I_a = 6,4$ A, $\hat{i} = 40$ A, $U_{sp} = 2500$ V, $U_b = 16$ V). Offenbar ist dies nach Gl. (13.19), (13.20) und (13.21) ohne weiteres zulässig. Die erforderliche Transformatorspannung U_{tr} je Phase wird dann nach Gl. (13.1) $573 V_{eff}$; das Übersetzungsverhältnis des Transformators bei $U_N = 220$ V wird $\ddot{u} = 1 : 2,6$. Der Sekundärstrom je Phase errechnet sich nach Gl. (13.5) zu 7,1 A, der Primärstrom nach Gl. (13.8) zu 26 A, wozu noch etwa 10% als Magnetisierungsstromanteil geschlagen werden müssen. Die primärseitige Scheinleistung des Transformators wird dann $I_p \cdot U_N = 28,6 \cdot 220 \approx 6,3$ kVA, während die sekundärseitige Scheinleistung nach Gl. (13.11) rund 8 kVA ist. Hieraus ergibt sich die Typenleistung des Transformators zu 7,2 kVA.

Gesteuerte Zweiphasengleichrichter

Bisher war Vollaussteuerung des Gleichrichters, d. h. ein Zündwinkel $\varphi_0 = 0$ angenommen worden. Bei dem jetzt betrachteten Fall $\varphi_0 > 0$ wird der Zündwinkel vom Schnittpunkt zweier aufeinanderfolgender Sekundärspannungs-Halbwellen aus gerechnet. Beim Zweiphasengleichrichter ist dieser Punkt mit dem Schnittpunkt auf der Abszisse identisch. Die auftretenden Verhältnisse gehen aus *Abb. 13-2* hervor, wo ein Zündwinkel φ_0 für die Fälle ohmscher und induktiver Belastung angenommen ist. Wie man erkennt, wird beim Zweiphasengleichrichter mit ohmscher Belastung der kontinuierliche Stromfluß unterbrochen, sobald φ_0 größer als Null ist. Im Falle rein induktiver Belastung ist dies nicht der Fall, denn der Stromflußwinkel τ

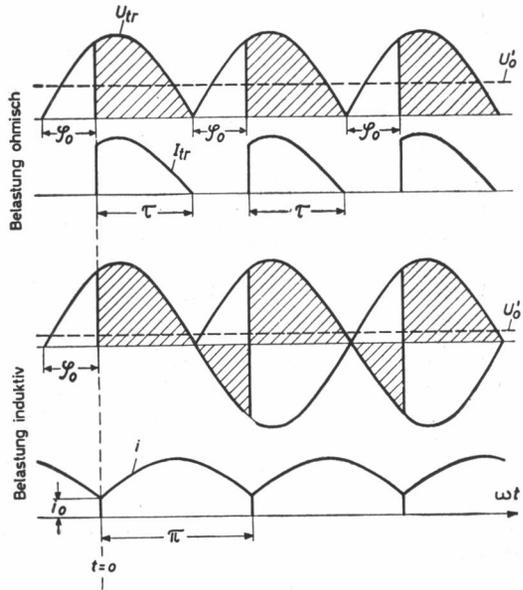


Abb. 13-2. Ausgangsspannung und Ausgangsstrom eines gesteuerten Zweiphasen-Halbweggleichrichters bei ohmscher und induktiver Last

bleibt für $\varphi_0 < 90^\circ$ stets π , da die Röhren im Bereich negativer Sekundärspannungen teilweise noch Strom führen. Die Differenz der schraffierten Flächen ober- und unterhalb der Null-Linie ist ein Maß für den am Verbraucher entstehenden Spannungsabfall; im Falle $\varphi_0 = 90^\circ$ sind beide Flächen offenbar gleich, und der Mittelwert der Ausgangsspannung U_o' ist dann Null. Bereits ohne rechnerische Erfassung der Verhältnisse erkennt man, daß die mittlere Ausgangsspannung U_o' für einen gegebenen Zündwinkel bei induk-

tiver Belastung stets kleiner ist als bei ohmscher Belastung. Im letzteren Fall ergibt sich, wie in Teil I.3 abgeleitet wurde,

$$U_o' = \frac{\sqrt{2} U_{tr}}{\pi} (1 + \cos \varphi_o) \quad (13.22)$$

während bei rein induktiver Belastung

$$U_o' = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{tr} \cdot \cos \varphi_o \quad (13.23)$$

ist. In Abb. 13-3 ist der Verlauf von U_o' in Abhängigkeit von φ_o für rein induktive (a) und ohmsche (b) Last dargestellt. Bei gemischter ohmsch-induktiver Belastung ergibt sich ein zwischen den Begrenzungen (a) und (b) liegender Kurvenverlauf.

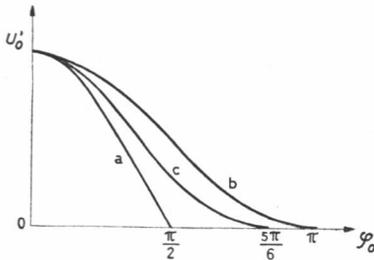


Abb. 13-3. U_o' als Funktion von φ_o ; für
a) Zwei- und Mehrphasengleichrichter mit induktiver Last,
b) Zweiphasengleichrichter mit ohmscher Last,
c) Dreiphasengleichrichter mit ohmscher Last

Als Beispiel sei der bereits berechnete zwei-phasige Gleichrichter mit 500 V Ausgangsspannung betrachtet. Soll die Ausgangsspannung nur 250 V sein, so müssen im Fall rein induktiver Belastung die Thyratrons mit einem Zündwinkel $\varphi_o = \arccos 0,5 = 60^\circ$ angesteuert werden. Ist die Belastung dagegen rein ohmsch, so ist ein Zündwinkel $\varphi_o = 90^\circ$ erforderlich.

Wie aus Abb. 13-2 hervorgeht, ist der Stromverlauf bei vorwiegend induktiver Belastung bei Zündwinkeln $< 90^\circ$ kontinuierlich. Zu seiner Berechnung geht man von der für den Stromkreis einer Röhre aufzustellenden Beziehung

$$\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin(\omega t + \varphi_o) - R \cdot i - L \frac{di}{dt} = 0 \quad (13.24)$$

aus, wobei der Bogenspannungsabfall in der Röhre vernachlässigt ist. Das Integral dieser Gleichung lautet

$$i = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_o - \Phi) + C \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \quad (13.25)$$

Hierbei bedeuten C eine Integrationskonstante und $\Phi = \arctg \frac{\omega L}{R}$ den Phasenwinkel des Verbrauchers. Unter Berücksichtigung von $\cos \Phi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}}$ ergibt sich für C , wenn für $t = 0$ der Strom $i = i_o$ ist,

$$C = i_o - \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{R} \cdot \cos \Phi \cdot \sin(\varphi_o - \Phi) \quad (13.26)$$

und

$$i = \left. \begin{aligned} & \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{R} \cdot \cos \Phi \cdot \sin (\omega t + \varphi_0 - \Phi) + \\ & \left[i_0 - \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{R} \cdot \cos \Phi \cdot \sin (\varphi_0 - \Phi) \right] \cdot e^{-\frac{R}{L} \cdot t} \end{aligned} \right\} \quad (13.27)$$

Man kann nun nach *Abb. 13-2* die Annahme machen, daß i für $\omega t = \pi$ wiederum gleich i_0 ist, d. h., daß die Stromkurven der beiden Phasen aneinanderstoßen. Dann wird

$$i_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \cos \Phi}{R} \cdot \frac{\sin (\Phi - \varphi_0) - \sin (\varphi_0 - \Phi)}{1 - e^{-\frac{R \pi}{\omega L}}} \quad (13.28)$$

Diesen Wert kann man nun in Gl. (13.27) einsetzen und erhält dann den vollständigen Ausdruck für den Strom i , aus dem der mittlere Gleichstrom I_0 nach der Formel

$$I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i \cdot d\omega t \quad (13.29)$$

berechnet werden kann. Die Durchführung dieser Rechnung ergibt

$$I_0 = \frac{2 \sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \cos \Phi}{\pi R} \left[\cos (\Phi - \varphi_0) + \frac{\omega L}{R} \cdot \sin (\Phi - \varphi_0) \right] \quad (13.30)$$

Nach den gemachten Voraussetzungen gilt diese Formel nur im Fall eines nichtlückenden Stroms, d. h. für $\Phi \geq \varphi_0$.

Gl. (13.30) soll an Hand von dem bisher benutzten Beispiel erprobt werden. Als ohmscher Belastungsteil des zweiphasigen gesteuerten Gleichrichters sei ein Widerstand $R = 50 \Omega$ angenommen. Die Sekundärspannung U_{tr} ist bei Vernachlässigung der Brennspannung der Thyratrons $555 \text{ V}_{\text{eff}}$. Es zeigt sich, daß bei Vollaussteuerung, d. h. $\varphi_0 = 0$, der mittlere Gleichstrom I_0 unabhängig von der Größe des Leistungsfaktors gleich 10 A ist. Wählt man $\Phi = 60^\circ$, d. h. $\cos \Phi = 0,5$, und $\varphi_0 = 30^\circ$, so wird $I_0 = 8,66 \text{ A}$. Wird $\varphi_0 = 60^\circ$, so ergibt sich $I_0 = 5 \text{ A}$. Dies ist dann offenbar die untere Grenze des Ausgangsstroms, bis zu der der Stromverlauf kontinuierlich bleibt. Eine weitere Vergrößerung von φ_0 bewirkt den Zerfall des Stroms in diskontinuierliche Impulse; Gl. (13.30) ist dann nicht mehr anwendbar.

Bei Motorsteuerungsanlagen besteht die Belastung des gesteuerten

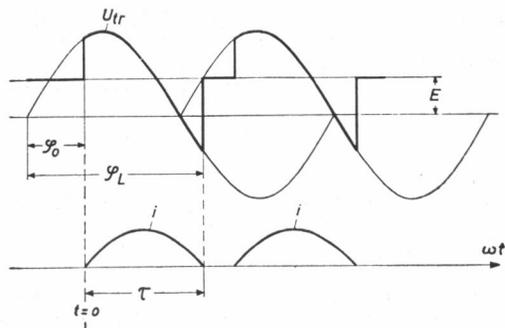


Abb. 13-4. Ausgangsspannung und -strom eines gesteuerten Zweiphasengleichrichters bei Vorhandensein einer Gegen-EMK

Gleichrichters aus dem Motoranker, der meistens mit einer Glättungsdrossel in Reihe geschaltet ist. Es liegt also wiederum RL -Belastung vor; ferner ist jedoch eine der Drehzahl des Ankers proportionale Gegen-EMK E im Verbraucherkreis vorhanden (Abb. 13-4). Die sich ergebende mittlere Gleichspannung als Funktion des Zündwinkels folgt, wenn man die Bogenspannung der Röhren wieder vernachlässigt, aus der Gleichung

$$U_o' = \frac{1}{\pi} \int_{\varphi_o}^{\varphi_L} (\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \omega t - E) d\omega t \quad (13.31)$$

wobei φ_o der Zündwinkel und φ_L der Löschwinkel ist. Die Integration liefert, wenn man das Spannungsverhältnis

$$a = \frac{E}{\sqrt{2} \cdot U_{tr}} \quad (13.32)$$

einführt,

$$U_o' = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\pi} \cdot [\cos \varphi_o - \cos \varphi_L - a \cdot (\varphi_L - \varphi_o)] \quad (13.33)$$

Bei einem zweiphasigen Gleichrichter wird bei Vorhandensein einer ohmisch-induktiven Belastung und einer Gegen-EMK der Stromverlauf im allgemeinen nicht kontinuierlich sein. Diese Verhältnisse sollen nun näher untersucht werden.

Für den Stromkreis einer Röhre gilt (unter Vernachlässigung der Bogenspannung) nach Abb. 13-4

$$\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin(\omega t + \varphi_o) - E - R \cdot i - L \frac{di}{dt} = 0 \quad (13.34)$$

Die Lösung dieser Gleichung ergibt

$$i = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \cdot \sin(\omega t + \varphi_o - \Phi) - \frac{E}{R} + C \cdot e^{-\frac{R}{L} t} \quad (13.35)$$

Zur Bestimmung von C wird die Tatsache benutzt, daß der Strom nunmehr lückend ist, d.h., es wird $i = 0$ für $t = 0$ (vgl. Abb. 13-4). Daraus folgt

$$C = -\frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{R} \cdot \cos \Phi \cdot \sin(\varphi_o - \Phi) + \frac{E}{R} \quad (13.36)$$

und es wird

$$i = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{R} \left\{ \cos \Phi \cdot \sin(\omega t + \varphi_o - \Phi) - a + [a - \cos \Phi \cdot \sin(\varphi_o - \Phi)] \cdot e^{-\frac{\omega t}{\tau_g \Phi}} \right\} \quad (13.37)$$

Die Stromfunktion setzt sich also aus einem periodischen und einem nach einer e-Funktion mit der Zeit abnehmenden Glied zusammen. Die grafische Darstellung (Abb. 13-4) zeigt, daß der Strom lückend geworden ist. Wie aus dem Vergleich mit Abb. 13-2 hervorgeht, ist dies auf das Vorhandensein der Gegen-EMK E zurückzuführen. Der Stromflußwinkel τ eines Stromimpulses wird um so größer sein, je niedriger E ist, also je kleiner das Span-

nungsverhältnis a wird. Zur Ermittlung von τ wird Gl. (13.37) gleich Null gesetzt, d. h., es wird

$$a - \cos \Phi \cdot \sin(\tau + \varphi_0 - \Phi) = [a - \cos \Phi \cdot \sin(\varphi_0 - \Phi)] \cdot e^{-\frac{\tau}{\text{tg} \Phi}} \quad (13.38)$$

Die Gleichung kann in eine symmetrische Form gebracht werden, wenn man den Löschwinkel $\varphi_L = \varphi_0 + \tau$ einführt:

$$[a - \cos \Phi \cdot \sin(\varphi_L - \Phi)] \cdot e^{\frac{\varphi_L}{\text{tg} \Phi}} = [a - \cos \Phi \cdot \sin(\varphi_0 - \Phi)] \cdot e^{\frac{\varphi_0}{\text{tg} \Phi}} \quad (13.39)$$

Für den Zündwinkel φ_0 besteht offenbar ein unterer Grenzwert, da die Zündung des Thyristors erst dann möglich ist, wenn der Augenblickswert von U_{tr} die Summe von Gegen-EMK und Bogen spannung übersteigt. Vernachlässigt man die letztere, so gilt

$$\varphi_0 \geq \arcsin a \quad (13.40)$$

Wiederum sollen die gewonnenen Ergebnisse an Hand von dem bisher benutzten Beispiel erprobt werden. Im Verbraucherkreis des zweiphasigen gesteuerten Gleichrichters sei eine Gegen-EMK von 400 V vorhanden, so daß

$$a = \frac{400}{\sqrt{2} \cdot 555} \approx 0,5 \quad (13.41)$$

wird. Der kleinste Zündwinkel φ_0 wird dann nach Gl. (13.40) 30° (Vollaussteuerung). Es sei ein Zündwinkel $\varphi_0 = 60^\circ$ angenommen; der sich dann ergebende Löschwinkel φ_L ist eine Funktion des Leistungsfaktors der Belastung und muß aus Gl. (13.39) ermittelt werden. Unter der Annahme $\Phi = 60^\circ$, $\cos \Phi = 0,5$ ergibt sich φ_L zu 192° . Damit kann aus Gl. (13.33) U_o' zu ≈ 80 V berechnet werden.

Aus Gl. (13.37), die den Momentanwert des Stroms angibt, kann der Scheitelwert durch Nullsetzen der ersten Ableitung von i bestimmt werden. Den Strommittelwert I_o kann man nach Gl. (13.29) berechnen, wobei die Integration von $0 \dots \varphi_L - \varphi_0$, d. h. also über den Stromflußwinkel τ zu erfolgen hat.

Zum Abschluß der Behandlung der zweiphasigen gesteuerten Gleichrichter soll noch der Fall rein ohmscher Belastung bei Vorhandensein einer Gegen-EMK im Verbraucherkreis betrachtet werden. Dieser Fall liegt z. B. bei Gleichrichtern zur Ladung von Batterien vor. Es kann von der allgemeinen Gl. (13.33) ausgegangen werden, wobei

$$\varphi_L = \pi - \arcsin a \quad (13.42)$$

zu setzen ist, da die Röhren nur bis zu diesem Punkt Strom führen können. Es ergibt sich also

$$U_o' = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\pi} [\cos \varphi_0 + \sqrt{1 - a^2} - a \cdot (\pi - \arcsin a - \varphi_0)] \quad (13.43)$$

Bei Vollaussteuerung des Gleichrichters ist $\varphi_0 = \arcsin a$ zu setzen, so daß in diesem Fall

$$U_o = \frac{\sqrt{2} \cdot 2 \cdot U_{tr}}{\pi} (\sqrt{1 - a^2} - a \cdot \arcsin a) \quad (13.44)$$

wird. Die Funktion

$$Q = \sqrt{1 - a^2} - a \cdot \arccos a \quad (13.45)$$

ist bereits bekannt und in *Abb. 2-9* grafisch dargestellt.

Zur Berechnung des Stroms kann von der Gl. (13.34) ausgegangen werden, bei der $L = 0$ zu setzen ist. Bei der Bildung des Mittelwerts ist die Integration von $0 \cdots \pi - \arcsin a - \varphi_0$ auszuführen. Es ergibt sich

$$I_o = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{R \cdot \pi} \int_0^{\pi - \arcsin a - \varphi_0} [\sin(\omega t + \varphi_0) - a] d\omega t \quad (13.46)$$

woraus folgt

$$I_o = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{R \cdot \pi} [\cos \varphi_0 + \sqrt{1 - a^2} - (\pi - \arcsin a - \varphi_0) \cdot a] \quad (13.47)$$

Im Fall des bisher benutzten Beispiels wird, wenn man a wiederum mit 0,5 annimmt, die Ausgangsspannung U_o bei Vollaussteuerung nach Gl. (13.44) 170 V. Bei einem Zündwinkel $\varphi_0 = 60^\circ$ ergibt sich dagegen nach Gl. (13.43) 125 V. Der Ausgangsstrom ist, wenn $R = 50 \Omega$ angenommen wird, nach Gl. (13.47) $I_o = 2,5$ A.

Dreiphasengleichrichter

Unter Benutzung der bereits gewonnenen Erkenntnisse sollen nun einige dreiphasige Gleichrichterschaltungen näher betrachtet werden. Die häufig verwendete Dreieck-Sternschaltung ist in *Abb. 13-5* dargestellt. Im Fall ohmscher Belastung besteht die Ausgangsspannung und der Ausgangsstrom aus aneinanderstoßenden Sinusausschnitten der Breite $\frac{2\pi}{3}$, wenn Vollaussteuerung angenommen wird. Bei induktiver Belastung hat der Sekundärstrom rechteckige Form. Die mittlere Ausgangsspannung des Dreiphasengleichrichters wird nach Gl. (2.22) unter den dort gemachten Voraussetzungen

$$U_o = \sqrt{2} \cdot \frac{3}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{3} \cdot U_{tr} = 1,17 \cdot U_{tr} \quad (13.48)$$

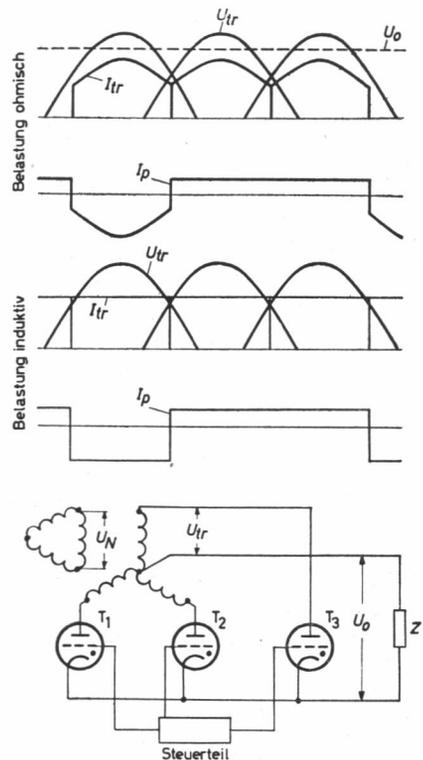


Abb. 13-5. Dreiphasen-Dreieck-Stern-Gleichrichter

Der Effektivwert des Sekundärstroms je Phase berechnet sich im Fall ohmscher Belastung aus

$$I_{tr} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{30^\circ}^{150^\circ} \hat{i}^2 \cdot \sin^2 \varphi \, d\varphi} = 0,485 \cdot \hat{i} \quad (13.49)$$

Ferner ist der mittlere Gleichstrom

$$I_o = \frac{3}{2\pi} \int_{30^\circ}^{150^\circ} \hat{i} \cdot \sin \varphi \, d\varphi = \frac{3 \cdot \sqrt{3}}{2\pi} \hat{i} = 0,827 \cdot \hat{i} \quad (13.50)$$

Im Fall induktiver Belastung, die bei dreiphasigen Schaltungen praktisch in den meisten Fällen vorhanden ist, wird die Kurve des Primärstroms rechteckig. Es ist dann nach Gl. (13.2)

$$I_{tr} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot I_o = 0,58 \cdot I_o \quad (13.51)$$

Das Übersetzungsverhältnis des Transformators sei wieder

$$\frac{U_N}{U_{tr}} = \ddot{u} \quad (13.6)$$

Der Primärstrom je Phase hat gleichfalls rechteckige Gestalt, jedoch ist sein Scheitelwert in der ersten Halbwelle doppelt so groß wie in den beiden darauffolgenden Halbwellen. Es ergibt sich

$$\hat{I}_{p(1)} = \frac{2}{3} \frac{1}{\ddot{u}} I_o \quad (13.52)$$

und

$$\hat{I}_{p(2)} = \frac{1}{3} \frac{1}{\ddot{u}} I_o \quad (13.53)$$

Der Effektivwert des Primärstroms wird

$$I_p = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{1}{\ddot{u}} I_o = 0,47 \cdot \frac{1}{\ddot{u}} I_o \quad (13.54)$$

und

$$I_p = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{1}{\ddot{u}} \cdot I_{tr} \quad (13.55)$$

Die Scheinleistungen des Transformators sind primär

$$W_p = 3U_N \cdot I_p = 1,21 \cdot W_o \quad (13.56)$$

und sekundär

$$W_{tr} = 1,48 \cdot W_o \quad (13.57)$$

Für die Typenleistung des Transformators folgt daraus

$$W = 1,35 \cdot W_o \quad (13.58)$$

Die gleichfalls häufig benutzte Stern-Zickzack-Schaltung zeigt Abb. 13-6. Die Werte für Ströme und Spannungen bei induktiver Belastung können der Tab. 13-1 entnommen werden, die auch die Angaben für Dreiphasen-Vollweg-, Sechsphasen-Halbweg- und Dreiphasen-Doppelstern-Schaltung enthält.

	Dreiphasen-Dreieck-Stern	Dreiphasen-Stern-Zickzack	Dreiphasen-Vollweg	Sechsphasen-Dreieck-Stern	Dreiphasen-Doppel-Stern
U_o	$1,17 \cdot U_{tr}$	$1,17 \cdot U_{tr}$	$2,34 \cdot U_{tr}$	$1,35 \cdot U_{tr}$	$1,17 \cdot U_{tr}$
I_{tr}	$0,58 \cdot I_o$	$0,58 \cdot I_o$	$0,82 \cdot I_o$	$0,41 \cdot I_o$	$0,29 \cdot I_o$
I_p	$0,47 \cdot \frac{1}{\bar{u}} \cdot I_o$	$0,47 \cdot \frac{1}{\bar{u}} \cdot I_o$	$0,82 \cdot \frac{1}{\bar{u}} \cdot I_o$	$0,58 \cdot \frac{1}{\bar{u}} \cdot I_o$	$0,41 \cdot \frac{1}{\bar{u}} \cdot I_o$
W_p	$1,21 \cdot W_o$	$1,21 \cdot W_o$	$1,05 \cdot W_o$	$1,28 \cdot W_o$	$1,05 \cdot W_o$
W_{tr}	$1,48 \cdot W_o$	$1,71 \cdot W_o$	$1,05 \cdot W_o$	$1,81 \cdot W_o$	$1,48 \cdot W_o$
W	$1,35 \cdot W_o$	$1,46 \cdot W_o$	$1,05 \cdot W_o$	$1,55 \cdot W_o$	$1,26 \cdot W_o$
I_o	$3 \cdot I_a$	$3 \cdot I_a$	$3 \cdot I_a$	$6 \cdot I_a$	$6 \cdot I_a$

Tab. 13-1. Zusammenstellung der wichtigsten Kenngrößen für Drei- und Sechsphasenschaltungen

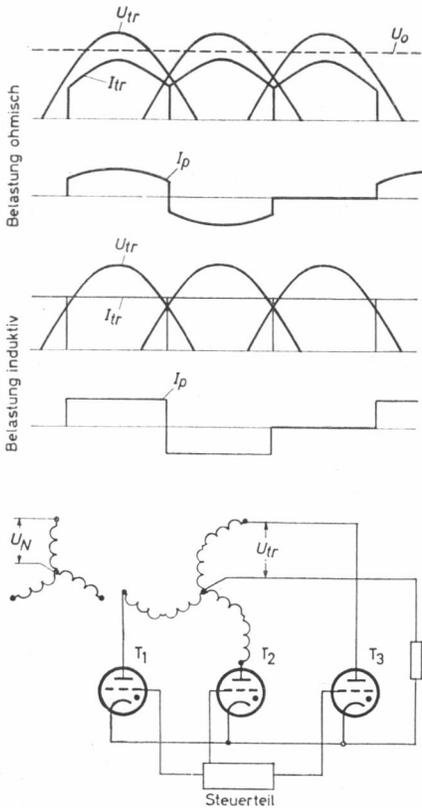


Abb. 13-6. Dreiphasen-Stern-Zickzack-Gleichrichter

Gesteuerte Dreiphasengleichrichter

Die mittlere Gleichspannung eines dreiphasigen gesteuerten Gleichrichters als Funktion des Zündwinkels φ_o ist im Fall ohmscher Belastung bei Vernachlässigung der Bogenspannungsverluste in den Röhren nach Gl. (3.2)

$$\begin{aligned}
 U_o' &= \frac{\sqrt{2} \cdot 3}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{3} \cdot U_{tr} \cdot \cos \varphi_o \\
 &= 1,17 \cdot U_{tr} \cdot \cos \varphi_o \quad (13.59)
 \end{aligned}$$

Hierbei ist jedoch vorausgesetzt, daß der Stromflußwinkel jeder Anode unverkürzt und

$$\tau = \frac{2\pi}{3} \quad (13.60)$$

ist. Dies bedeutet, daß für den Zündwinkel die Beschränkung $\varphi_o \leq \bar{\varphi}$ gilt, wobei

$$\bar{\varphi} = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} = \frac{\pi}{6} \quad (13.61)$$

ist. Falls $\varphi_o > \bar{\varphi}$ wird, so ist der verkürzte Stromflußwinkel je Anode

$$\tau' = \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{3} - \varphi_o = \frac{5\pi}{6} - \varphi_o \quad (13.62)$$

und die Ausgangsspannung des gesteuerten Gleichrichters wird

$$U_o' = \sqrt{2} \cdot \frac{3}{2\pi} \cdot U_{tr} \left[1 - \sin \left(\varphi_o - \frac{\pi}{3} \right) \right] \quad (13.63)$$

Beim drei- und mehrphasigen Betrieb kann immer ein Winkel $\bar{\varphi}$ angegeben werden, bis zu dem der Stromverlauf kontinuierlich ist; für $m = 3$ ist er nach Gl. (13.61) 30° . Die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Zündwinkel φ_o ist für einen dreiphasigen Gleichrichter mit ohmscher Belastung in *Abb. 13-3* (Kurve c) dargestellt.

Falls die Belastung induktiv ist, wird der Stromflußwinkel τ je Anode vergrößert, so daß der kontinuierliche Stromverlauf auch für größere Zündwinkel aufrechterhalten bleibt. Da die Sekundärspannung jedoch teilweise negativ wird, verringert sich die Ausgangsspannung. Es gilt in diesem Fall Gl. (3.2), d.h., unabhängig von der Phasenzahl wird U_o' für $\varphi_o = 90^\circ$ zu Null. Der Verlauf von U_o' wird dann durch die Kurve a in *Abb. 13-3* dargestellt.

Falls eine Gegen-EMK E im Verbraucherkreis vorhanden ist, kann von dem allgemeinen Ansatz

$$U_o' = \frac{m}{2\pi} \int_{\pi/2 - \pi/m + \varphi_o}^{\pi/2 - \pi/m + \varphi_L} (\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \sin \varphi - E) d\varphi \quad (13.64)$$

ausgegangen werden. Unter der Annahme kontinuierlichen Stromverlaufs wird

$$\varphi_L = \varphi_o + \frac{2\pi}{m} \quad (13.65)$$

Man erhält dann nach Durchführung der Integration

$$U_o' = \sqrt{2} \cdot U_{tr} \left(\frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \varphi_o - a \right) \quad (13.66)$$

während bei nichtkontinuierlichem Stromverlauf die allgemeine Gleichung

$$U_o' = \frac{m \cdot U_{tr}}{\pi \cdot \sqrt{2}} \left[\sin \left(\frac{\pi}{m} - \varphi_o \right) - \sin \left(\frac{\pi}{m} - \varphi_L \right) - a (\varphi_L - \varphi_o) \right] \quad (13.67)$$

Gültigkeit hat.

Bestimmung der Glättungsdrossel

Bei dem Entwurf mehrphasiger Gleichrichter tritt häufig die Frage nach der Bemessung der Induktivität im Verbraucherkreis auf, um bei gegebenem Zündwinkel noch einen kontinuierlichen Stromverlauf zu erhalten. Zur Vereinfachung der Berechnung kann die Ausgangsspannung des m -phasigen gesteuerten Gleichrichters in erster Annäherung als Summe der mittleren Gleichspannung U_o' und einer Wechselspannung aufgefaßt werden, deren Amplitude U_w gleich der Differenz des Scheitelwerts der Sekundärspannung U_{tr} und der

mittleren Gleichspannung U_o' ist, und deren Frequenz das m -fache der Netzfrequenz beträgt. Es ist also

$$u = U_o' + U_w \cdot \sin m\omega t = U_o' + \sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \left(1 - \frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \varphi_o\right) \cdot \sin m\omega t \quad (13.68)$$

Für den Verbraucherkreis gilt dann

$$U_o' + \sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \left(1 - \frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \varphi_o\right) \cdot \sin m\omega t = i \cdot R + L \cdot \frac{di}{dt} + E \quad (13.69)$$

Als Lösung ergibt sich

$$i = I_o + I_w \cdot \sin(m\omega t - \Phi) \quad (13.70)$$

mit

$$\Phi = \arctan \frac{m\omega L}{R} \quad (13.71)$$

Der Strom setzt sich also ebenfalls aus einer Gleichstromkomponente und einem Wechselstrom mit der Amplitude I_w zusammen. Im Grenzfall des kontinuierlichen Stromverlaufs wird $I_w = I_o$, d.h.

$$i = I_o [1 + \sin(m\omega t - \Phi)] \quad (13.72)$$

Die Gleich- und Wechselstromkomponenten müssen jeweils getrennt Gl. (13.69) erfüllen, d.h.

$$U_o' = I_o \cdot R + E \quad (13.73)$$

und

$$\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \left(1 - \frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \varphi_o\right) = I_o \cdot \sqrt{R^2 + m^2 \omega^2 L^2} \quad (13.74)$$

Hieraus folgt, wenn man R^2 gegenüber $m^2 \omega^2 L^2$ vernachlässigt,

$$L = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr} \cdot \left(1 - \frac{m}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot \cos \varphi_o\right)}{m \cdot \omega \cdot I_o} \quad (13.75)$$

als unterer Grenzwert von L in Abhängigkeit vom Zündwinkel φ_o bzw. dem kleinsten noch kontinuierlich fließenden Strom I_o .

Einfluß der Gittersteuerung

Bei der Vertikalsteuerung wird den Gittern der Röhren eine um 90° phasenverzögerte Gitterwechselspannung zugeführt, die einer zwischen positiven und negativen Werten variablen Gleichspannung überlagert ist. Bezeichnet man die variable Gleichspannung mit u_s und die Amplitude der phasenverschobenen Wechselspannung mit U_s , so gilt, wenn man die Zündkennlinie des Thyratrons mit der Null-Linie identifiziert (Abb. 13-7),

$$u_s = U_s \cdot \cos \varphi_o \quad (13.76)$$

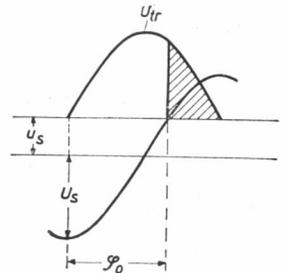


Abb. 13-7. Vertikalsteuerung

Der Zündwinkel φ_0 durchläuft die Werte von $0 \dots 180^\circ$, wenn u_s innerhalb des Bereichs $\pm U_s$ geändert wird. Führt man nun z. B. in den Gl. (13.22) und (13.23), die die Ausgangsspannung eines zweiphasigen Gleichrichters mit ohmscher und induktiver Belastung angeben, das Verhältnis $\frac{u_s}{U_s}$ an Stelle von $\cos \varphi_0$ ein, so erhält man

$$U_{o'} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{lr}}{\pi} \cdot \left(1 + \frac{u_s}{U_s} \right) \quad (13.77)$$

bzw.

$$U_{o'} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{lr} \cdot \frac{u_s}{U_s} \quad (13.78)$$

d. h., die Ausgangsspannung wird eine lineare Funktion der Steuerspannung u_s . Sie ist in Abb. 13-8 für induktive (a) und ohmsche (b) Belastung dargestellt. Für die Ausgangsspannung von m -phasigen Gleichrichtern mit induktiver Belastung bzw. ohmscher Belastung und kontinuierlichem Stromverlauf gilt Gl. (3.2), jedoch ist noch zu berücksichtigen, daß der Zündwinkel von dem Schnittpunkt zweier aufeinanderfolgender Halbwellen aus gerechnet wurde, während der Winkel φ_0 in Gl. (13.76) sich auf den Schnittpunkt einer Halbwelle mit der Abszisse als Ursprung bezieht. Zur Unterscheidung wird daher die Einführung des Winkels

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} + \varphi_0 \quad (13.79)$$

erforderlich, so daß nunmehr

$$\cos \alpha = \frac{u_s}{U_s} \quad (13.80)$$

ist. Dann wird Gl. (3.2)

$$\left. \begin{aligned} U_{o'} &= M \cdot U_{lr} \cdot \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} \right) \\ &= M \cdot U_{lr} \left[\frac{u_s}{U_s} \cdot \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \right) + \sqrt{1 - \frac{u_s^2}{U_s^2}} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \right) \right] \end{aligned} \right\} \quad (13.81)$$

Man erkennt, daß für $m > 2$ kein linearer Zusammenhang mehr zwischen Steuerspannung und Ausgangsspannung vorhanden ist. Für $\frac{u_s}{U_s}$ gilt die Begrenzung

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \arccos \left(\frac{u_s}{U_s} \right) \leq \pi - \frac{\pi}{m} \quad (13.82)$$

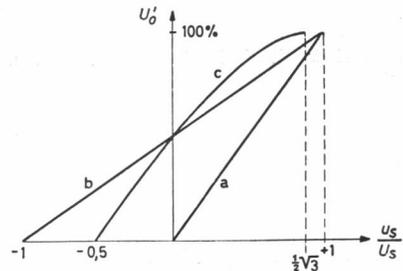


Abb. 13-8. Steuerkennlinien a) eines Zweiphasengleichrichters mit induktiver Last, b) eines Zweiphasengleichrichters mit ohmscher Last, c) eines Dreiphasengleichrichters mit induktiver Last

soweit der Stromverlauf kontinuierlich bleibt. Für den Fall $m = 3$ ist die Steuerkennlinie des Gleichrichters ebenfalls in *Abb. 13-8* eingezeichnet (c), mit den Begrenzungen $\frac{1}{2} \sqrt{3} \geq \frac{u_s}{U_s} \geq -\frac{1}{2}$ entsprechend den Grenzen 30° und 120° für α .

Die Horizontalsteuerung benutzt im einfachsten Fall eine gitterseitig zugeführte Wechselspannung, die gegenüber der Sekundärspannung U_{tr} um einen bestimmten Winkel α phasenverzögert ist. Sie wird im allgemeinen einer Phasenbrücke entnommen, die aus einem ohmschen Widerstand R und einer Reaktanz ωL oder $\frac{1}{\omega C}$ besteht.

Nach Teil I.3 gilt für die RC -Brücke

$$\alpha = 2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} (\omega R C) \quad (13.83)$$

und für die RL -Brücke

$$\alpha = 2 \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left(\frac{\omega L}{R} \right) \quad (13.84)$$

Zunächst soll die letztere näher betrachtet werden. Es ist

$$\cos \frac{\alpha}{2} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \quad (13.85)$$

und

$$\cos \alpha = \frac{2 R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} - 1 \quad (13.86)$$

Im Fall des zweiphasigen Gleichrichters kann $\alpha = \varphi_0$ gesetzt werden; es folgt dann aus Gl. (13.22)

$$U_o' = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\pi} \cdot \frac{2 R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (13.87)$$

für ohmsche Belastung
und aus Gl. (13.23)

$$U_o' = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{tr} \left(\frac{2 R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} - 1 \right) \quad (13.88)$$

für induktive Belastung.

Man erkennt, daß im Fall ohmscher Belastung theoretisch eine Variation von R oder L im Bereich von Null bis Unendlich erforderlich wäre, um die Ausgangsspannung von Null bis zum vollen Wert zu bringen; im Fall induktiver Belastung dagegen genügt z. B. eine Variation von L im Bereich von $\frac{R}{\omega}$ bis Null. Für RC -Brücken ergibt sich

$$\cos \alpha = \frac{2}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} - 1 \quad (13.89)$$

und damit

$$U_o' = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{tr}}{\pi} \cdot \frac{2}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} \quad (13.90)$$

bei ohmscher Belastung und

$$U_o' = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{tr} \left(\frac{2}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} - 1 \right) \quad (13.91)$$

bei induktiver Last.

Wiederum ist bei ohmscher Last eine Variation von R oder C von Null bis Unendlich notwendig; bei induktiver Last von Null bis

$$R = \frac{1}{\omega C} \quad \text{bzw.} \quad C = \frac{1}{\omega R}.$$

Im Falle eines m -phasigen Gleichrichters mit kontinuierlichem Stromverlauf, für den Gl. (3.2) gültig ist, wird bei Benutzung einer RL -Brücke

$$U_o' = M \cdot U_{tr} \left[\left(\frac{2R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} - 1 \right) \cdot \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \right) + \sqrt{1 - \left(\frac{2R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} - 1 \right)^2} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \right) \right] \quad (13.92)$$

Die Grenzen des Steuerbereichs sind durch

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \arccos \left(\frac{2R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} - 1 \right) \leq \pi - \frac{\pi}{m} \quad (13.93)$$

gegeben; für den Fall $m = 3$ ergibt sich

$$\frac{2R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} - 1 = \cos \frac{\pi}{6} = \frac{1}{2} \sqrt{3} \quad \text{für} \quad U_o' = U_o \quad (13.94)$$

und

$$\frac{2R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} - 1 = \cos \frac{2}{3} \pi = -0,5 \quad \text{für} \quad U_o' = 0 \quad (13.95)$$

Aus Gl. (13.94) folgt

$$R = 3,74 \cdot \omega L \quad \text{für} \quad U_o' = U_o \quad (13.96)$$

und aus Gl. (13.95)

$$R = 0,577 \cdot \omega L \quad \text{für} \quad U_o' = 0 \quad (13.97)$$

Zur völligen Aussteuerung ist also eine Änderung von R von etwa 1 : 6,5 erforderlich.

Verwendet man eine RC -Brücke, so folgt für die Grenzen des Steuerbereichs nach Gl. (13.89)

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \leq \arccos \left(\frac{2}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} - 1 \right) \leq \pi - \frac{\pi}{m} \quad (13.98)$$

Für $m = 3$ ergeben sich daraus die Beziehungen

$$\omega R C = 0,265 \quad \text{für} \quad U_o' = U_o \quad (13.99)$$

und

$$\omega R C = \sqrt{3} = 1,73 \quad \text{für} \quad U_o' = 0 \quad (13.100)$$

Zweiphasiger Batterieladegerichter

Die Schaltung eines einfachen zweiphasigen Batterieladegerätes zur Aufladung von vier Autobatterien zu je 6,3 V Nennspannung mit einem Strom von 6 A ist in Abb. 13-9 dargestellt. Zur Verwendung gelangt die Gleichrichterröhre *Valvo 367* (Abb. 13-10). Wie bereits im Teil I.2 gezeigt wurde, ist bei Verwendung gasgefüllter Gleichrichterröhren

der Augenblickswert des Stroms im Gleichrichterkeis durch die Differenz zwischen Momentanwert der Transformatorwechselspannung und der Summe aus Batterie- und Bogen- spannung sowie durch den im Kreis vorhandenen Widerstand bestimmt [Gl. (2.3)]. Da der Widerstand, der durch die Sekundärwicklung des Transformators dargestellt wird, im allgemeinen so klein ist, daß der zulässige Röhrenstrom weit überschritten werden würde,

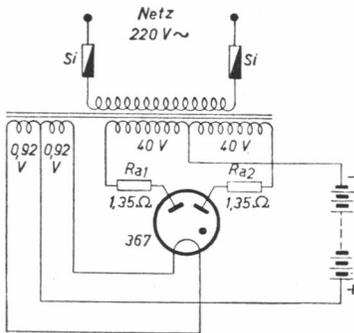
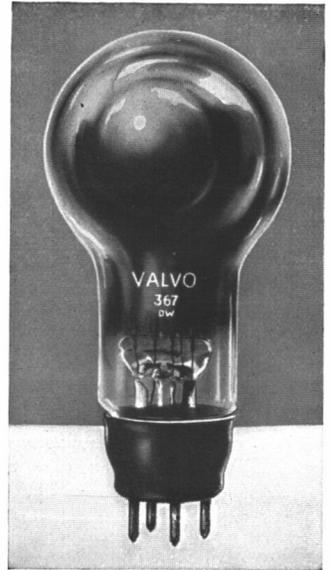


Abb. 13-9. Prinzipschaltung eines zweiphasigen Ladegeräts für vier 6,3-V-Autoakkus

Rechts:

Abb. 13-10. Valvo-Gleichrichterröhre 367



ist praktisch immer eine zusätzliche Strombegrenzung durch einen besonderen Widerstand oder eine sekundär- oder primärseitige Drossel erforderlich. Unter der Annahme, daß der Transformatorwiderstand einen Wert von 10% des im Gleichrichterkeis vorhandenen Gesamtwiderstands darstellt, ergibt sich nach Gl. (2.9) für die in den Anodenleitungen liegenden Widerstände R_{a1} , R_{a2} im vorliegenden Fall ein Wert von je $1,35\Omega$.

Strombegrenzung durch primärseitige Drossel

Da bei größeren Ladegerichtern die in Anodenwiderständen auftretenden Verlustleistungen so groß wären, daß der Wirkungsgrad des Geräts dadurch sehr beeinträchtigt würde, benutzt man mit Vorteil eine nahezu verlustfreie Strombegrenzung durch eine Drosselpule oder durch einen Transformator mit entsprechend großer Streuinduktivität. Die Drossel wird jedoch zweckmäßigerweise in den Primärkreis eingeschaltet, um eine Vormagnetisierung und damit die Verminderung ihrer Induktivität durch den sekundärseitig fließenden Gleichstrom zu vermeiden. Die Drossel sollte so dimensioniert werden, daß an ihr bei unbelastetem Transformator ein Spannungsabfall von etwa 10% der Netzspannung

entsteht. Bei sekundärseitiger Belastung des Transformators nimmt der Primärstrom zu, und damit wächst auch der an der Drossel entstehende Spannungsabfall. Hierdurch verringert sich in gleichem Maß die Primärspannung des Transformators, wodurch die Sekundärspannung und damit auch der Ladestrom reduziert werden. Diese Verhältnisse seien an Hand der *Abb. 13-11* deutlicher gemacht, wo die primärseitigen Strom- und Spannungsverhältnisse für einen zweiphasigen Gleichrichter mit primärseitig vorgeschalteter Induktivität dargestellt sind. Im unbelasteten Zustand ist die Sekundärspannung U_{tr} des Transformators sinusförmig. Unter der Annahme, daß die Spannung an der primärseitigen Drossel in diesem Zustand 10% der Netzspannung beträgt, wird das Übersetzungsverhältnis des Transformators (vgl. Teil I.2)

$$\ddot{u} = \frac{U_{tr}}{U_1} = \frac{U_{tr}}{0,9 \cdot U_N} = \frac{U_o + U_b}{0,9 \cdot U_N \cdot a \cdot \sqrt{2}} \quad (13.101)$$

worin U_1 die Primärspannung des Transformators und U_N die Netzspannung bedeuten. Wenn jedoch sekundärseitig Strom fließt, so kann man, da der sekundärseitige Widerstand zu Null angenommen wurde, für die sekundärseitige Spannung annähernd schreiben

$$U'_{tr} = U_o + U_b \quad (13.102)$$

d.h., U'_{tr} ist also unabhängig von dem Augenblickswert der Netzspannung. Offenbar gilt dann das gleiche für die Primärspannung U'_1 (*Abb. 13-11*), während die Differenz zwischen dieser rechteckigen Spannungsform und der sinusförmigen Netzspannung von der Drossel aufgenommen wird. Für U'_1 gilt dann gemäß Gl. (13.101)

$$U'_1 = 0,9 \cdot U_N \cdot a \cdot \sqrt{2} = U_1 \cdot a \cdot \sqrt{2} \quad (13.103)$$

Die Primärspannung des Transformators wird also um so stärker vermindert, je kleiner das Spannungsverhältnis a wird, d.h. je kleiner U_o und je größer der Sekundärstrom ist.

Vierphasiger Ladegleichrichter

Die Schaltung eines Ladegleichrichters, der 36 Bleizellen mit einer Stromstärke von 50 A aufzuladen gestattet, zeigt *Abb. 13-12*. Sie stellt einen Vierphasen-Gleichrichter unter Verwendung eines Scott-Transformators dar, der den Anschluß an ein Dreiphasennetz ermöglicht. Die Schaltung entspricht der Schaltung 6 in *Abb. 2-15*. Die beiden zweianodigen Gleichrichterröhren (*Valvo 1749 A*) haben je eine Hilfsanode, die zur Erreichung einer niedrigen Zündspannung über einen Widerstand von etwa 10000 Ω mit einem Heizfaden-

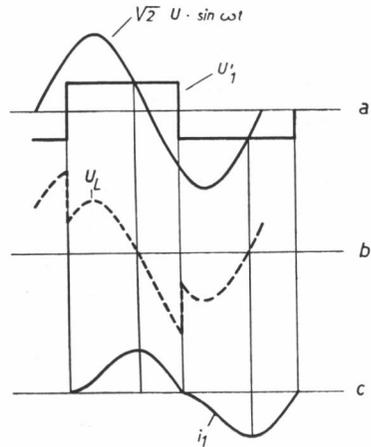


Abb. 13-11. Primärseitiger Strom- und Spannungsverlauf bei einem zweiphasigen Gleichrichter mit primärseitig vorgeschalteter Induktivität (Drossel)

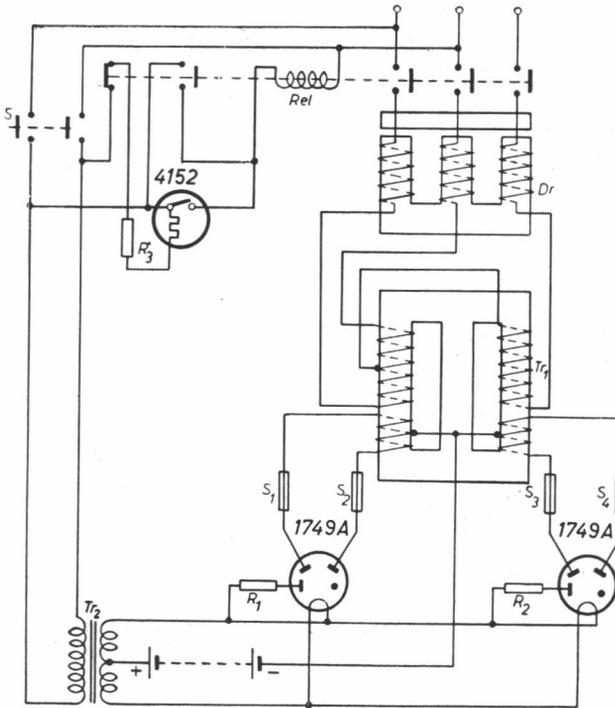


Abb. 13-12. Vierphasiger Ladegleichrichter mit Scott-Transformator und primärseitiger Drossel

ende verbunden ist. Da die Röhren eine Vorheizzeit von etwa 1,5 Minuten benötigen, ehe die Anodenspannung eingeschaltet werden darf, ist ein Bimetallrelais (Valvo 4152) vorgesehen, dessen Kontakt sich nach Ablauf dieser Zeit schließt und das Relais Rel unter Strom setzt, das den Anodentransformator an das Netz schaltet. Die primärseitig vorgeschaltete Drossel erhält zweckmäßigerweise einen Luftspalt im Kern oder Anzapfungen der Windungen, damit der Ladestrom exakt auf seinen Höchstwert eingestellt werden kann.

Gleichrichter mit konstanter Ausgangsspannung

Das vereinfachte Schaltbild eines dreiphasigen Gleichrichters, dessen Ausgangsspannung selbsttätig konstant gehalten wird, zeigt *Abb. 13-13*. Zur Verwendung gelangen drei Thyratrons T_1, T_2, T_3 , die aus einem dreiphasigen Leistungstransformator Tr_1 mit Spannung versorgt werden. Die Gittersteuerung der Röhren erfolgt durch drei jeweils gegenüber der Anodenspannung um 90° phasenverzögerte Steuerwechselspannungen, die dem Transformator Tr_2 entnommen werden; außerdem wird den Gittern eine zwischen positiven und negativen Werten variable Gleichspannung zugeführt. Es handelt sich also um eine Vertikalsteuerung, wie sie bereits im Teil I.3 behandelt wurde (*Abb. 3-14*). Die variable Gleichspannung wird einer Brückenschaltung entnommen, die aus der mit Mittelanzapfung versehenen Sekundärwicklung des Transformators Tr_3 , dem Widerstand R_4 und der Hochvakuumröhre V_2 besteht. Angenommen, die Röhre V_2 erhalte eine solche Gittervorspannung, daß der von ihr dargestellte Gleichstromwiderstand gleich R_4 ist. Zwischen den Punkten A und B tritt dann keine Spannungsdifferenz auf. Wird die Gittervorspannung von V_2 jedoch negativer, so wächst der durch V_2 dargestellte Widerstand, und der Punkt B wird positiv gegenüber Punkt A , d. h. der Zündwinkel der Thyratrons wird kleiner. Die Gitterspannung von V_2

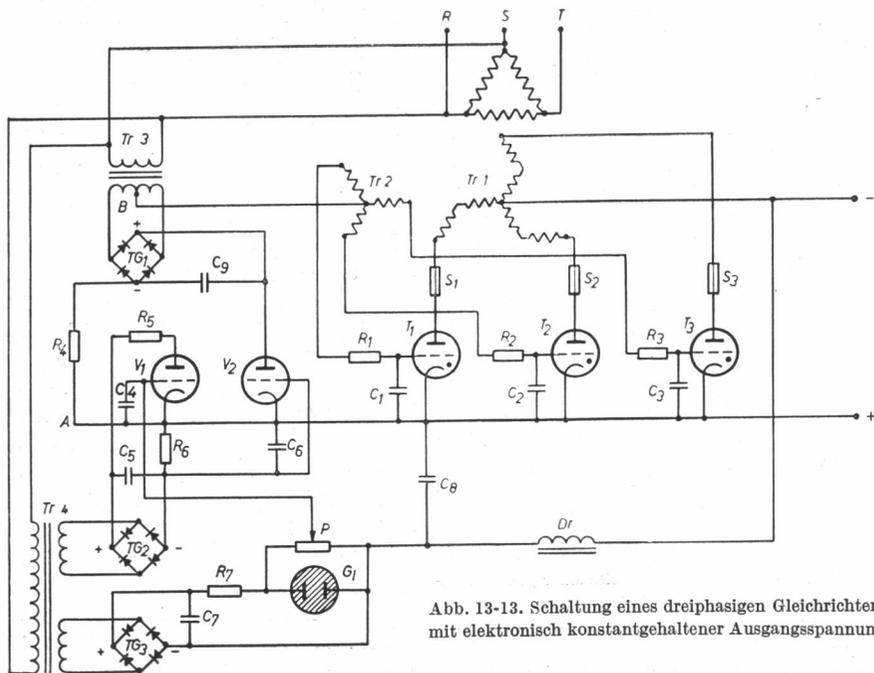


Abb. 13-13. Schaltung eines dreiphasigen Gleichrichters mit elektronisch konstantgehaltener Ausgangsspannung

ist durch den Spannungsabfall gegeben, den der Anodenstrom einer zweiten Hochvakuumröhre V_1 an dem in der Katodenzuleitung liegenden Widerstand R_6 hervorruft. Diese Röhre wird durch den Trockengleichrichter TG_2 mit Anodenspannung versorgt. Zwischen Steuergitter und Katode dieser Röhre liegt die Differenz der durch ein besonderes Glättungsfilter gesieberten Ausgangsspannung des Gleichrichters und einer in ihrer Größe durch das Potentiometer P einstellbaren stabilisierten Bezugsspannung. Falls die Ausgangsspannung des Gleichrichters den eingestellten Wert der Bezugsspannung übersteigen sollte, wird das Steuergitter von V_1 negativ, und der Anodenstrom sinkt. Damit nimmt auch die negative Gitterspannung von V_2 ab, und der Gleichstromwiderstand dieser Röhre sinkt. Als Folge davon wird Punkt B negativer gegenüber Punkt A , und der Zündwinkel der Thyristrons wird größer, wodurch sich die Ausgangsspannung des Gleichrichters wieder erniedrigt.

Regelung durch gleichstrom-vormagnetisierte Drossel

Vielmehr wird für industrielle Zwecke eine Gleichstromquelle von etwa 100 V benötigt, die Ströme von 75...150 A zu liefern vermag und deren Ausgangsspannung in gewissen Grenzen von Hand oder selbsttätig regelbar sein soll. Die Verwendung von Thyristrons als gleichrichtende Elemente scheidet zumeist aus, da diese Röhren kaum für größere Anodenströme als 25 A gebaut werden; andererseits erfordern Ignitronröhren für den gedachten Zweck wegen ihres nicht einfachen Zündvorganges und der dafür notwendigen Hilfsstrom-

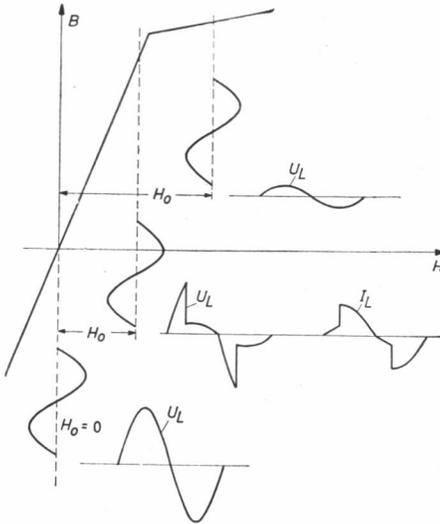


Abb. 13-14. Zur Wirkungsweise einer gleichstrom-vormagnetisierten Drossel

stromwicklung ein Strom fließt, der in Anbetracht der hohen Windungszahl nur wenige Milliampere zu sein braucht, wird durch die Vormagnetisierung H_0 der Arbeitspunkt in den Bereich der Sättigung des Eisenkerns verschoben. Da in diesem Bereich die Permeabilität μ sich wesentlich verringert, sinkt die Induktivität der Wechselstromwicklung entsprechend und damit auch ihr Wechselstromwiderstand. In Abb. 13-15 ist das Strom-Spannungs-Diagramm einer gleichstrom-vormagnetisierten Drossel dargestellt. Wie man sieht, läßt sich der Wechselstromwiderstand der Drossel durch die Vormagnetisierung in sehr weiten Grenzen verändern. Die schematische Darstellung einer regelbaren Drossel zeigt Abb. 13-16. Die Wechselstromwicklung ist in zwei hintereinander geschaltete Hälften aufgeteilt. Während die von diesen Hälften erzeugten magnetischen

kreise einen zu großen Aufwand. Eine Lösung bietet sich jedoch unter Verwendung von gasgefüllten Hochstrom-Gleichrichterkolben mit Glühkathode in Verbindung mit einer primärseitigen gleichstrom-vormagnetisierten Drossel, deren Vormagnetisierung auf elektronischem Wege gesteuert wird. Eine solche Drossel, in besonderen Ausführungen auch Transduktor genannt, hat außer der vom Wechselstrom durchflossenen Wicklung noch eine zusätzliche Gleichstromwicklung, die aus vielen Windungen eines dünnen Drahtes besteht. Die Wirkungsweise kann man an Hand der Abb. 13-14 erkennen. Solange der Eisenkern nicht vormagnetisiert ist, liegt der Arbeitspunkt auf dem steilen Teil der Magnetisierungskurve, so daß ein Wechselstrom bestimmter Größe eine verhältnismäßig große Änderung der magnetischen Induktion B hervorruft. Die an der Drossel entstehende Spannung ist dann ebenfalls groß. Falls jedoch durch die Gleich-

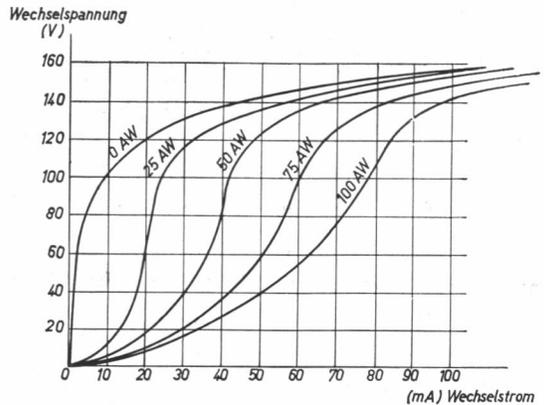


Abb. 13-15. Stromspannungsdiagramm einer gleichstrom-vormagnetisierten Drossel

Felder sich gegenseitig unterstützen, heben sich ihre Wirkungen in bezug auf die auf dem mittleren Schenkel befindliche Gleichstromwicklung auf. Hierdurch wird verhindert, daß durch die Wechselstromwicklung eine unerwünschte Rückwirkung auf die Gleichstromwicklung erfolgt, in der andernfalls wegen der hohen Windungszahl beträchtliche Spannungen induziert werden könnten. Natürlich ist auch die Parallelschaltung der Wicklungshälften möglich. Verschiedene andere Ausführungsformen mit unterschiedlichen Kernschnitten sind ebenfalls gebräuchlich.

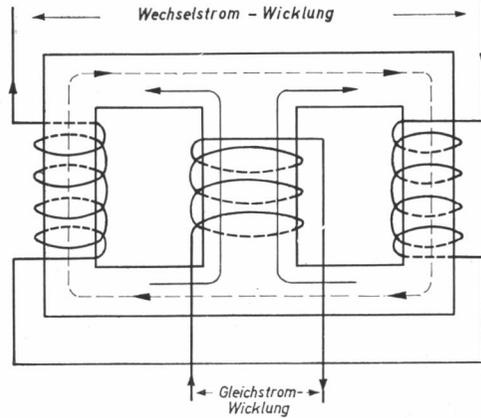


Abb. 13-16. Schematische Darstellung einer regelbaren Drossel mit Gleichstromwicklung

Sechshephiger Gleichrichter mit primärseitiger vormagnetisierter Drossel

Die Verwendung einer regelbaren Drossel im Primärkreis eines Gleichrichters hat den Vorteil, daß der elektronische Steuerteil zur Regelung der Ausgangsspannung unabhängig von der Zahl der sekundären Phasen ist, so daß z. B. 4-, 6- oder 12phasige Gleichrichterschaltungen zur Erreichung der gewünschten Ausgangsleistung ohne nennenswerten Aufwand realisiert werden können. Die Ausgangsspannung kann bei Steuerung durch eine vormagnetisierte Drossel nur in gewissen Grenzen verändert werden, doch reicht dies in der Praxis in manchen Fällen aus. In Abb. 13-17 ist die Schaltung eines sechshephigen Gleichrichters unter Verwendung von 3 Röhren 1849 (Abb. 2-16) dargestellt, dessen Ausgangsspannung automatisch konstantgehalten wird. Der Leistungstransformator Tr_1 ist sekundärseitig in zwei gegeneinander versetzte Dreiphasensterne aufgelöst. Wenn der Schalter S geschlossen wird, erhält der Transformator Tr_2 Strom und heizt sämtliche Röhren vor. Nach Ablauf der Anheizzeit schließt sich der Kontakt des Verzögerungsrelais Z , worauf das Relais Rel anzieht und Tr_1 und Tr_3 unter Spannung setzt. Die drei Gleichrichteröhren 1849 ($G_1 \dots G_3$) benötigen zur Zündung eine positive Hilfsspannung von etwa 40 V, die an die Zündelektrode zu legen ist. Diese Spannung wird dem Hilfszündaggregat 1289 entnommen, das aus der Heizwicklung H_1 mit Strom versorgt wird. Im Primärkreis des Leistungstransformators Tr_1 liegt die gleichstrom-vormagnetisierte Drossel Dr_1 . Nimmt die Vormagnetisierung durch Erhöhung des durch die Gleichstromwicklung fließenden Stroms zu, so verringert sich der durch Dr_1 dargestellte Wechselstromwiderstand; die an Tr_1 sekundärseitig auftretenden Spannungen nehmen zu, und damit wächst auch die gelieferte Ausgangsspannung. Diese wird nun durch Dr_2 und C_2 geglättet und über R_1 der Glimm-Stabilisatorröhre GL zugeführt, an der eine sehr konstante Bezugsspannung von etwa 85 V entsteht. Es ist hier eine Stabilisatorröhre sehr hoher Konstanz – z. B. die Type *Valvo* 85A2 – zu wählen, da von ihr die Genauigkeit der Funktion des ganzen Geräts

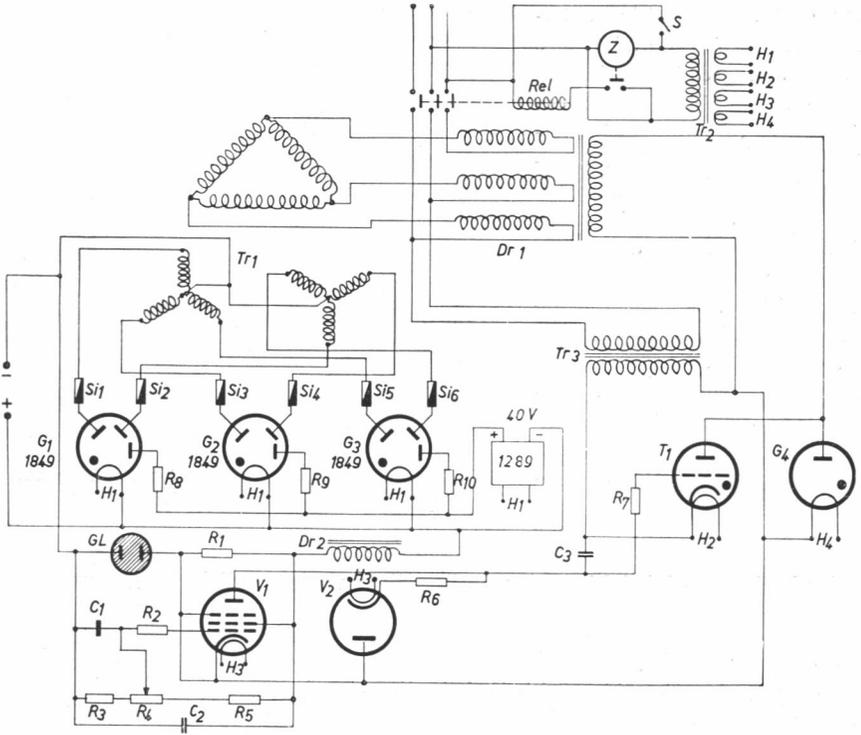


Abb. 13-17. Schaltung eines sechsphasigen Gleichrichters mit selbsttätig konstantgehaltener Ausgangsspannung

abhängt. Die Bezugsspannung liegt zwischen Minuspol des Gleichrichters und der Katode der Hochvakuumröhre V_1 . Das Steuergitter dieser Röhre erhält über den Spannungsteiler R_3, R_4, R_5 eine einstellbare Spannung von etwa 84 V, so daß eine effektive Gitterspannung von rund -1 V vorhanden ist. Die Röhre V_1 bildet mit V_2, R_6 und C_3 eine Phasenbrücke, in Abb. 13-18 nochmals gesondert dargestellt. Durch die Transformatorspannung U_{tr} wird der Kondensator C_3 über die gegenparallel geschalteten Röhren V_1 und V_2 abwechselnd positiv und negativ aufgeladen. Es sei angenommen, daß bei der Gittervorspannung von -1 V die Röhre V_1 den gleichen Widerstand darstellt wie die Serienschaltung von V_2 und R_6 in der darauffolgenden Halbperiode. Die an C_3 auftretenden positiven und negativen Spannungshalbwellen werden dann gleich groß sein, und man kann die Kombination V_1, V_2, R_6 als einen Widerstand R auffassen, der von Wechselstrom durchflossen wird. Sorgt man dafür, daß R

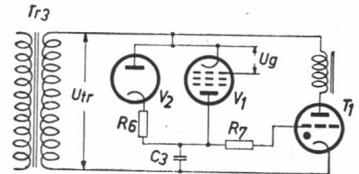


Abb. 13-18. Schaltung der Phasenbrücke in Abb. 13-17

groß gegen $\frac{1}{\omega \cdot C_3}$ ist, so ergibt sich ein Vektordiagramm nach Abb. 13-19, d. h., die an C_3 stehende Spannung ist um nahezu 90° gegen die Transformatorspannung in der Phase verzögert, und das Thyatron T_1 zündet ebenfalls mit ungefähr 90° Verzögerung. Ändert sich jetzt die Steuergitterspannung

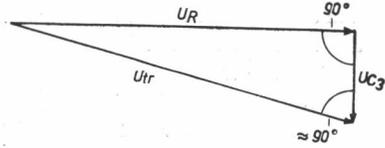


Abb. 13-19. Vektordiagramm zu Abb. 13-18

von V_1 auf -2 V, so verringert sich der durch V_1 fließende Strom; C_3 erhält über V_2 eine zusätzliche positive Gleichspannungskomponente, die die überlagerte Wechselspannung anhebt. Hierdurch tritt eine Vorverlegung des Zündensatzpunktes von T_1 ein. Ebenso wird, wenn die Steuergitterspannung weniger negative Werte annimmt, der Strom durch V_1 zunehmen und dem Kondensator eine zusätzliche negative Ladung erteilen, die zusammen mit der Wechselspannung den Zündwinkel von T_1 vergrößert. Wie man sieht, handelt es sich um eine Vertikalsteuerung, die bei Verwendung einer Verstärkerröhre V_1 hoher Steilheit so empfindlich arbeitet, daß eine Spannungsdifferenz von $1 \dots 2$ V am Steuergitter ausreichend ist, um T_1 vom Stromdurchgang in den gesperrten Zustand zu überführen.

Nullpunktanode

Im Anodenstromkreis des Thyratrons liegt die Gleichstromwicklung der regelbaren Drossel Dr_1 , die aus vielen Windungen dünnen Drahtes besteht und daher hochinduktiv ist. Es ist hier noch eine ungesteuerte Gleichrichterröhre G_4 vorgesehen, die vielfach als „Nullpunktanode“ oder auch als Löschröhre bezeichnet wird. Wir betrachten zunächst Abb. 13-20, die ein Thyatron T mit einer induktiven Belastung L an einer Wechselspannungsquelle zeigt. Nach erfolgter Zündung von T im Punkte A nimmt der Strom nur langsam zu,

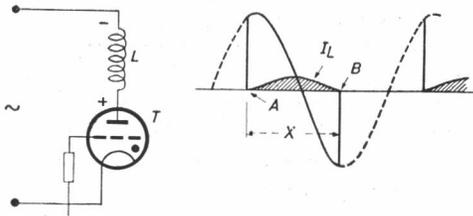


Abb. 13-20. Thyatron mit induktiver Belastung

fließt jedoch während des ganzen Intervalls X und wird erst im Punkt B zu Null, obwohl die Wechselspannung inzwischen ihr Vorzeichen geändert hat. Dies ist auf die an L stehende Spannung zurückzuführen, die in der angegebenen Polarität den Strom auch während eines Teils der negativen Halbperiode aufrechterhält, bis die in der Selbstinduktion aufgespeicherte Energie entladen ist. Wird nun nach Abb. 13-21 eine Gleichrichterröhre G parallel zu L geschaltet, ergibt sich ein anderer Stromverlauf. Offenbar kann nicht durch T und G zugleich Strom fließen. Es wird also nach Zündung von T zunächst wieder ein

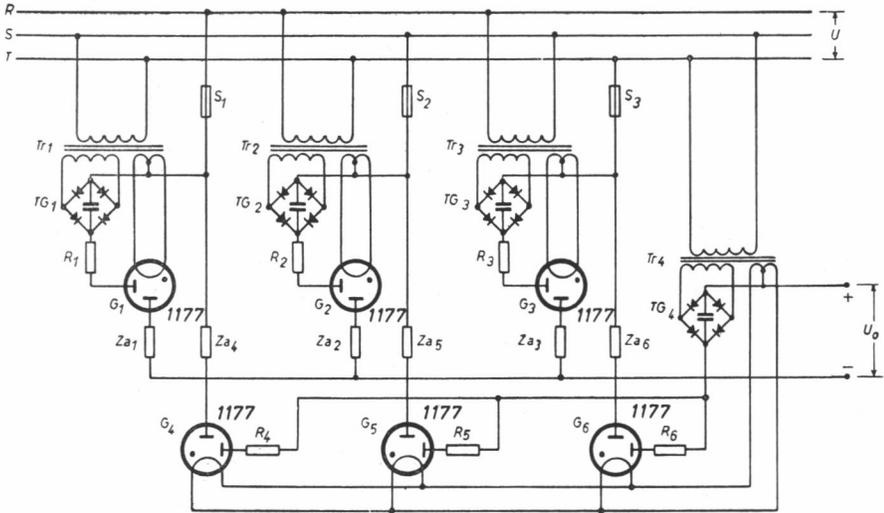


Abb. 13-23. Schaltung eines dreiphasigen transformatorlosen Gleichrichters

Wesentlich günstiger liegen die Verhältnisse jedoch, wenn eine Brückenschaltung benutzt wird, in welcher der Gleichstromkreis geschlossen ist, so daß keine Gleichstrombelastung des Nulleiters auftritt (Abb. 13-23). Da in diesem Falle die Kathoden der Röhren nicht sämtlich das gleiche Potential haben, können nur einanodige Röhren verwendet werden. In der dargestellten Abbildung sind sechs Röhren Valvo 1177 vorgesehen, die einen Gesamtgleichstrom von $I_o = 75$ A liefern. Diese Röhren benötigen eine positive Gleichspannung von etwa 40 V, die an die Hilfelektroden zu legen ist, um die Zündung zu erleichtern. Es sind daher zusätzliche Wicklungen auf den Heiztransformatoren $Tr_1 \dots Tr_4$ vorgesehen. Die von ihnen gelieferten Wechselspannungen werden durch die Trockengleichrichter $TG_1 \dots TG_4$ gleichgerichtet.

Die Ausgangsspannung U_o einer Brückengleichrichterschaltung ist durch die allgemeine Formel

$$U_o = q \cdot U_N - 2(U_b + U_Z) \quad (13.104)$$

gegeben. Hierbei ist q ein von der Zahl der Phasen abhängender Faktor, U_N der Effektivwert der Netzspannung, U_b die Bogenspannung der Gleichrichterröhren und U_Z der Spannungsabfall an der Impedanz Z_a , die in der Anodenzuleitung jeder Röhre liegt. Im Falle eines Dreiphasengleichrichters ist $q = \frac{2 \cdot 1,17}{\sqrt{3}} = 1,35$. Der Spannungsabfall U_Z sollte in der Praxis annähernd 3,5% der Ausgangsspannung U_o sein, so daß im vorliegenden Fall

$$1,07 \cdot U_o = 1,35 \cdot U_N - 2 \cdot U_b \quad (13.105)$$

oder

$$U_o = 0,93 (1,35 \cdot U_N - 24) \text{ V} \quad (13.106)$$

ist. Hierbei ist U_b für die Röhrentype 1177 mit 12 V angenommen worden. Es ergibt sich somit im Fall einer Netzspannung von 380 V_{eff} zwischen den Phasen eine gleichgerichtete Ausgangsspannung von etwa 455 V.

Die in jeder Anodenzuleitung liegende Impedanz Z_a ist erforderlich, um die Röhren gegen Überbelastung zu schützen und um Stromüberhöhungen zu vermeiden. Diese Impedanz ersetzt sowohl die Reaktanz X_L der Transformatorwicklung in normalen Gleichrichterschaltungen als auch den Anodenwiderstand R_a , der aus den technischen Daten der zur Verwendung gelangenden Gleichrichterröhren nach Gl. (2.9) zu bestimmen ist. Der benötigte Wert der Reaktanz X_L wird durch eine Drossel dargestellt, die als Luftspule ohne Eisenkern ausgebildet ist, um eine Sättigung durch die Gleichstromkomponente auszuschließen. Ein ohmscher Widerstand wird in Serie geschaltet, der dem vorgeschriebenen Wert von R_a entspricht.

Bekanntlich ist der Wert der Impedanz Z_a gleich der Wurzel aus der Summe der Quadrate der ohmschen und der induktiven Komponente, d.h.

$$Z_a = \sqrt{R_a^2 + X_L^2} \tag{13.107}$$

Nimmt man $U_Z = 0,035 \cdot U_0$ an und betrachtet die Form des Anodenstroms in erster Annäherung als rechteckig, so ergibt sich

$$Z_a \approx \frac{0,035 \cdot U_0}{\hat{i}} \approx \frac{0,035 \cdot U_0}{I_0} \tag{13.108}$$

worin \hat{i} den Scheitelwert des Anodenstroms je Röhre und I_0 den gelieferten mittleren Ausgangsstrom des Gleichrichters darstellt. Aus Gl. (13.108) kann der Wert von Z_a annäherungsweise ermittelt werden, worauf der erforderliche Wert von X_L mit Gl. (13.107) errechnet werden kann.

Transformatorlose Gleichrichterschaltung mit regelbarer Ausgangsspannung

Eine weitere transformatorlose Gleichrichterschaltung ist in vereinfachter Form in Abb. 13-24 dargestellt, in der die Ausgangsleistung durch kleine Änderungen einer Steuerspannung U_c regelbar ist. Da in dieser Brückenschaltung stets zwei gleichrichtende Elemente in Serie geschaltet sind und gleichzeitig Strom führen, genügt es, nur eins von ihnen zu steuern. Es sind daher

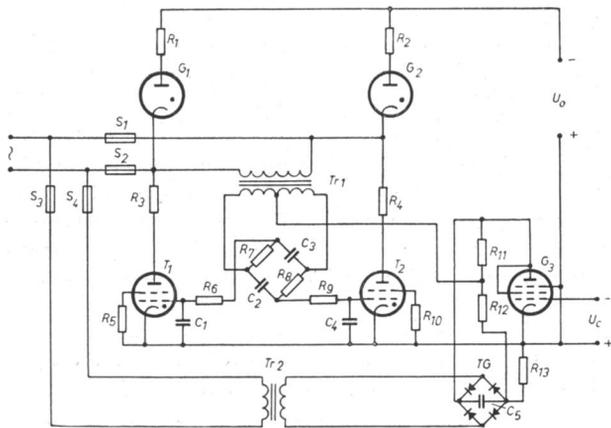


Abb. 13-24. Gesteuerter transformatorloser Gleichrichter in Zweiphasen-Brückenschaltung

nur zwei gittergesteuerte Röhren T_1 und T_2 vorgesehen, während die beiden andern normale gasgefüllte Gleichrichterröhren G_1 und G_2 sind. Die Thyatronröhren T_1 und T_2 werden durch Vertikalsteuerung beeinflusst; ihre Gitter erhalten zwei um 90° gegenüber der Anodenspannung in der Phase verzögerte Wechselfspannungen, die einer aus C_3 , R_7 und C_2 , R_8 bestehenden Phasenbrücke entnommen werden. Außerdem ist eine variable Gleichspannung in den Gitterkreisen beider Röhren wirksam, die von einer Brückenschaltung geliefert wird; sie besteht aus den Widerständen R_{11} , R_{12} und R_{13} sowie der Hochvakuum-Verstärkerröhre G_3 . Dem Steuergitter dieser Röhre wird die Steuerspannung U_c zugeführt; wird es negativer, so wächst der innere Gleichstromwiderstand von G_3 , und der Zündzeitpunkt beider Thyratrons T_1 , T_2 wird vorverlegt. Demgemäß erhöht sich die Ausgangsspannung U_o des Gleichrichters.

Der Hauptnachteil der transformatorlosen Gleichrichterschaltungen besteht darin, daß die Ausgangsspannung stets durch die gleichzurichtende Netzspannung bestimmt ist. Glücklicherweise ist in dem für die Praxis wichtigsten Fall einer dreiphasigen Brückengleichrichterschaltung die Ausgangsspannung etwas mehr als 440 V, falls die Spannung zwischen den Phasen des Drehstromnetzes 380 V ist. Zum Betrieb von Gleichstrom-Nebenschlußmotoren ist 440 V ein gebräuchlicher Spannungswert, so daß diese Schaltung vor allem bei größeren Leistungen, wo der Wegfall des Transformators eine erhebliche Ersparnis bedeutet, gern benutzt wird. Hierzu kommt, daß die Dreiphasen-Brückenschaltung nur eine geringe Restwelligkeit der Ausgangsspannung verursacht, die der einer Sechphasenschaltung entspricht, so daß die u. U. noch erforderlichen Siebmittel nicht sehr bedeutend sind.

Ignitron-Gleichrichter

Das Schaltbild eines Dreiphasengleichrichters für große Leistungen, der besonders dort in Betracht kommt, wo eine Gegen-EMK im Verbraucherkreis auftritt (z. B. bei elektronischen Motorsteuerungsanlagen), ist in *Abb. 13-25* dargestellt. Es werden Spezial-Gleichrichterignitrons verwendet, die mit einer Reserve-Zündeflektrode und einer Hilfsanode ausgerüstet sind (z. B. *Valvo* PL 5555). Der Übersichtlichkeit halber sind in dem Schaltbild alle Schutzkreise und Relais für die Anheizzeit der Glühkatodenröhren, die Kühlwasserkontrolle usw. fortgelassen, ebenso die Heiztransformatoren nebst Zuleitungen. Der eigentliche Gleichrichterstromkreis ist in starken Linien gezeichnet, um ihn von den Hilfsstromkreisen abzuheben. Neben dem Leistungstransformator Tr_1 sind zwei kleinere Dreiphasentransformatoren Tr_2 und Tr_3 vorgesehen, die die Spannungen für die Hilfsstromkreise liefern. Tr_2 liefert drei um 180° gegenüber dem Leistungstransformator in der Phase verschobene Spannungen. Im folgenden sei der Zündmechanismus für das Ignitron V_1 näher betrachtet. Die an der Wicklung A_2 des Transformators Tr_2 auftretende Wechselfspannung wird über die Gleichrichterröhre G_4 gleichgerichtet, so daß durch den an R_{10} auftretenden Spannungsabfall der Kondensator C_1 während der negativen Anodenspannungshalbwellen mit der angegebenen Polarität auf etwa 400...600 V aufgeladen wird. Diese Spannung steht an der Anode des Thyratrons T_1 . Wird T_1 jetzt gezündet, so fließt ein Stromstoß über die Zündeflektrode von V_1 , der dem Ignitron Gelegenheit zur Zündung gibt. Die Dauer dieses Stromstoßes ist nur sehr kurz (etwa eine Millisekunde), und das Thyatron T_1 löscht dann, da L_1 bestrebt ist, den Stromfluß aufrechtzuerhalten, wodurch C_1 kurzzeitig eine

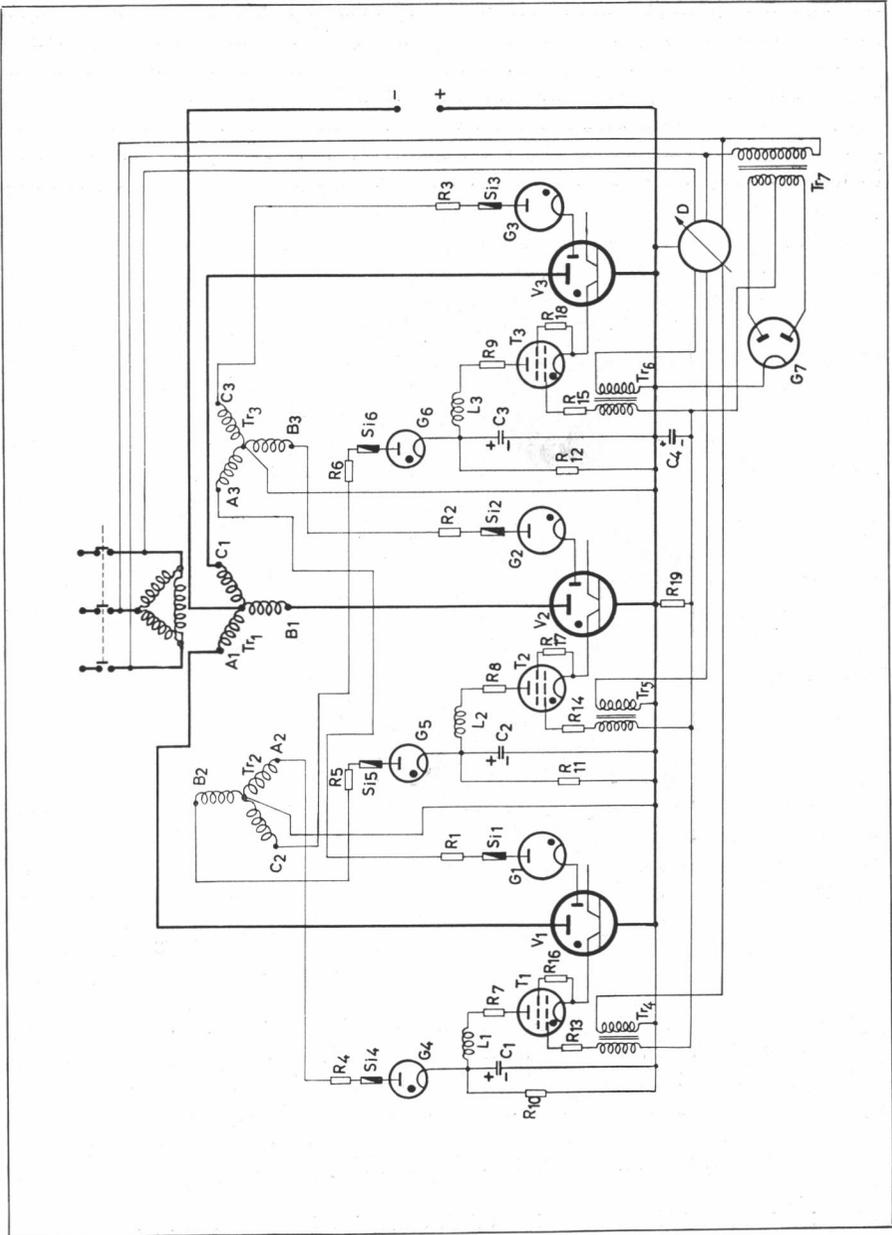


Abb. 13-25. Dreiphasengleichrichter mit Ignitronröhren zur Speisung von Gleichstrommotoren u. a. m.

Ladung mit entgegengesetzter Polarität erhält. In der darauffolgenden negativen Halbperiode der Anodenspannung wird der Kondensator C_1 über G_4 wieder aufgeladen und ist zur Zündung in der nächsten positiven Halbperiode bereit. Um zu erreichen, daß das Thyatron nur zu dem jeweils gewünschten Zeitpunkt zündet, ist eine Horizontalsteuerung mit phasenverschobenen Steuerimpulsen vorgesehen. Zu diesem Zweck liegt im Gitterkreis von T_1 die Sekundärwicklung des Impulstransformators Tr_4 . Die Primärwicklung ist an einen dreiphasigen Drehregler D angeschlossen, der drei Spannungen liefert, die

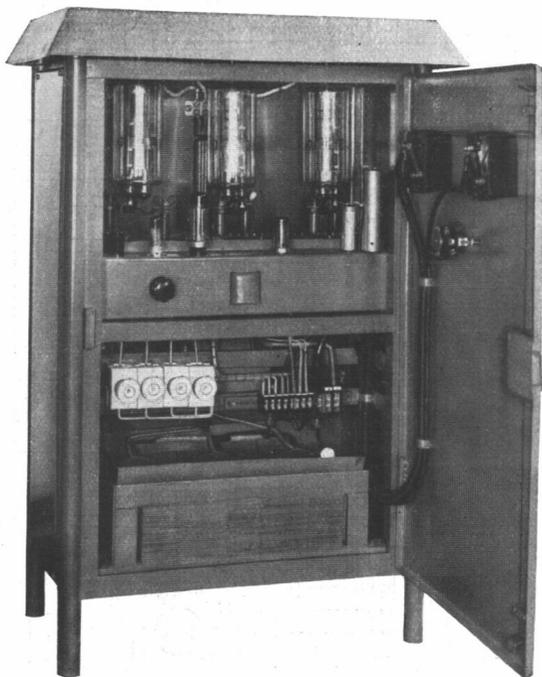


Abb. 13-26. Hcllerith-Gleichrichter mit konstanter Ausgangsspannung
(Werkbild: Dr.-Ing. Jovy, Leer/Ostfriesland)

gegenüber der dreiphasigen Eingangsspannung um einen einstellbaren Winkel phasenverschoben sind. Natürlich können an Stelle des Drehreglers auch geeignete RC -Kombinationen oder dergleichen zur Erzeugung der Phasenverschiebung treten. Das Gitter von T_1 erhält eine negative Grundgitterspannung von etwa $40 \dots 50$ V, die an dem Widerstand R_{10} abfällt und von einem Gleichrichterteil geliefert wird, der aus dem Transformator Tr_7 und der Röhre G_7 besteht. Hierfür ist auch das *Philips*-Einbauaggregat 1289 gut verwendbar.

Zu Beginn jeder positiven Halbperiode erhält auch die Hilfsanode von V_1 von der Wicklung A_3 des Transformators Tr_3 über die Röhre G_1 eine positive Spannung. Sobald daher

die Zündung über das Thyratron T_1 eingeleitet ist, setzt eine Entladung nach der Hilfsanode ein, die für den Rest der Halperiode aufrechterhalten bleibt. Es sind somit genügend Elektronen und Ionen im Entladungsraum vorhanden, um einen Strom selbst von weniger als 1 A zur Hauptanode fließen zu lassen, sobald das Potential der Hauptanode um nur einige Volt höher als die Brennspannung ist. Dagegen ist bei Gleichrichterschaltungen, die von Ignitronröhren normaler Bauart ohne Hilfsanode Gebrauch machen

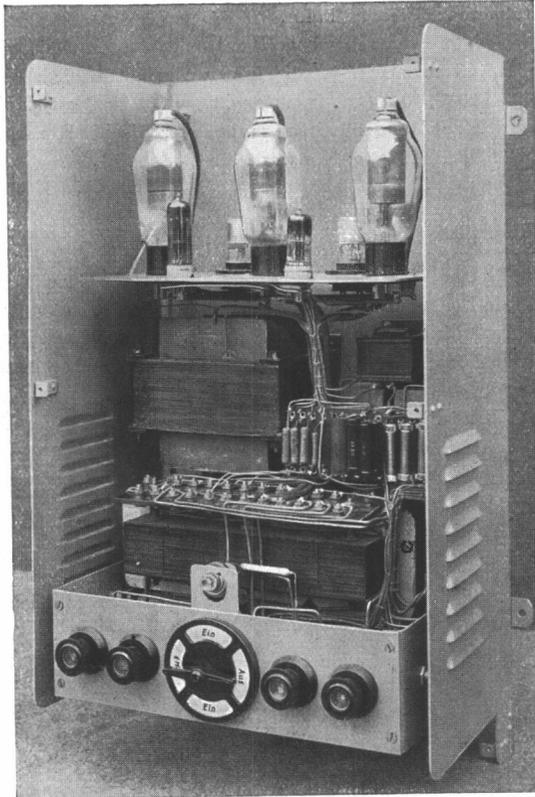


Abb. 13-27. Gleichrichter kleinerer Leistung mit elektronischer Spannungskonstanthaltung
(Werkbild: *Pintsch-Electro*, Konstanz)

und bei denen die Thyratrons über die Anodenspannung der Ignitronröhren gezündet werden, eine Mindest-Anodenspannung von etwa 200 V zur Betätigung der Zündelektrode erforderlich, die bei Vorhandensein einer Gegen-EMK im Gleichrichterausgang möglicherweise nicht erreicht wird. Außerdem erfordern Ignitronröhren normaler Bauart für die Aufrechterhaltung der Hauptentladung einen gewissen Mindeststrom. Sie können aus

diesen Gründen zum Aussetzen der Zündung neigen, wenn der Gleichrichter in nahezu entlastetem Zustand arbeitet. Man wird also in dem Fall, daß die Belastung des Gleichrichters sich häufig ändert oder sich wesentlich verringert, von der zuletzt beschriebenen Schaltung unter Verwendung von Ignitrons mit Hilfsanode Gebrauch machen. Die Gleichrichterröhren $G_1 \dots G_6$ führen Ströme von nur etwa $1 \dots 2$ A im Mittel und können daher verhältnismäßig klein und billig sein. Verwendet man für V_1, V_2, V_3 die bereits erwähnte Ignitrontype PL 5555, so steht z. B. ein mittlerer, gleichgerichteter Strom von 600 A bei einer maximalen Ausgangsspannung von etwa 440 V zur Verfügung, der praktisch bis auf den Wert Null herabgeregelt werden kann.

Die Abb. 13-26 zeigt einen elektronisch gesteuerten Hollerith-Gleichrichter, dessen Ausgangsspannung in den Grenzen von $\pm 0,5\%$ konstantgehalten wird. Die Ausgangsleistung des Gleichrichters ist 110 V, 40 A (Dr.-Ing. Jovy, Leer/Ostfriesland). Abb. 13-27 stellt einen dreiphasigen Gleichrichter kleinerer Leistung mit elektronischer Konstanthaltung der Ausgangsspannung dar (Pintsch Electro, Konstanz am Bodensee).

14. Elektronische Beleuchtungsregelung

Die ständig wachsende Bedeutung, die die Verwendung von Elektronenröhren auf nahezu allen Gebieten der Technik erlangt hat, erstreckt sich auch auf die Regelung der Helligkeit von Beleuchtungskörpern für verschiedenste Zwecke. Bisher benutzte man im einfachsten Fall, z. B. zur Veränderung der Helligkeit von Glühlampen, einen regelbaren Vor-schaltwiderstand (Abb. 14-1). Bei größeren Leistungen ist dieses Verfahren jedoch wegen

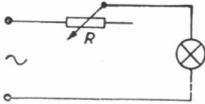


Abb. 14-1. Helligkeitsregelung von Glühlampen durch einen veränderbaren Vor-schaltwiderstand

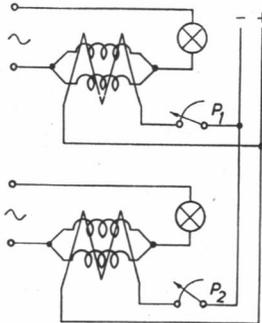


Abb. 14-2. Helligkeitsregelung durch veränderbare, gleichstrom-vormagnetisierte Drosseln an Stelle von Regelwiderständen

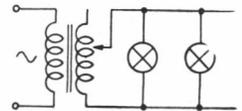


Abb. 14-3. Helligkeitsregelung durch einen Regeltrans-formator

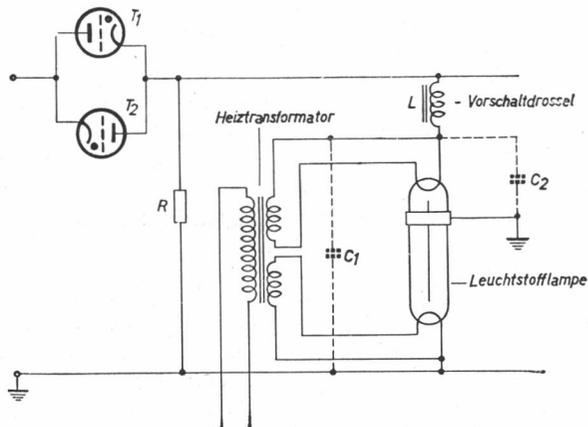
der in dem Widerstand auftretenden Verluste ziemlich unwirtschaftlich, so daß man dazu überging, an Stelle des Regelwiderstandes eine veränderbare Drossel mit Gleichstrom-vormagnetisierung zu verwenden (Abb. 14-2). Durch die Änderung der Vormagnetisierung wird, sofern man im Sättigungsgebiet des Eisenkerns arbeitet, eine Änderung der Permeabilität und damit der Selbstinduktion hervorgerufen. Bei diesem Verfahren, das eine weit-

gehend verlustlose Regelung mit schwachstrommäßigen Mitteln erlaubt, muß allerdings ein verhältnismäßig ungünstiger Leistungsfaktor mit in Kauf genommen werden; außerdem ist der Regelbereich beschränkt. Eine weitere Methode besteht in der Verwendung eines Regeltransformators (Abb. 14-3), den man besonders bei größeren Leistungen bevorzugen wird. Der Regelvorgang selbst erfordert jedoch häufig den Aufwand erheblicher mechanischer Mittel oder eines besonderen Servomotors.

Regelung von Leuchtstofflampen

Wenn bei der Regelung von Glühlampen noch von einer der geschilderten Methoden Gebrauch gemacht werden kann, so versagen sie jedoch, wenn die neuerdings vielfach verwendeten Leuchtstofflampen geregelt werden sollen. Da es sich hierbei um Gasentladungslampen handelt, deren Zündspannung verhältnismäßig hoch ist, stößt man bei einer kontinuierlichen Regelung über den ganzen Bereich auf Schwierigkeiten. Es darf daher in diesem Falle nicht die Amplitude der am Verbraucher liegenden Spannung geregelt werden. Einen Ausweg bietet hier die Möglichkeit der Regelung durch Phasenanschnitt mittels zweier gegenparallel geschalteter Thyratrons nach Abb. 14-4. Durch

Abb. 14-4. Prinzipschaltbild der Helligkeitsregelung einer Leuchtstofflampe mittels zweier gegenparallel geschalteter Thyratrons durch Phasenanschnitt



die Röhren und den Verbraucher, der aus der Leuchtstofflampe mit vorgeschalteter Drossel besteht, fließt ein Wechselstrom, dessen Stärke je nach der an den Steuergittern der Röhren liegenden Spannung durch Phasenanschnitt geregelt werden kann. Das Vorhandensein der durch die Drossel dargestellten Induktivität im Verbraucherkreis ist für die einwandfreie Funktion von ausschlaggebender Bedeutung. Sie verursacht eine gewisse Phasenverschiebung des durch die Lampe fließenden Stroms und damit der Spannung an der Lampe gegenüber der Netzwechselspannung. Da der $\cos \varphi$ der Drossel etwa 0,5 ist, ist die Spannung an der Lampe um etwa 60° gegenüber der Netzwechselspannung verzögert. Wie aus Abb. 14-5 hervorgeht, ist unter diesen Umständen die Zündspannung der Lampe kleiner als der Momentanwert der Netzwechselspannung, so daß die Zündung ohne Schwierigkeiten erfolgen kann. Wenn die Thyratrons also jeweils mit einem Zünd

winkel von 60° gezündet werden, so fließt doch der volle Strom durch die Lampe. Wird der Zündwinkel durch die Gittersteuerung der Thyratrons auf etwa 135° erhöht, so ist, wie *Abb. 14-5* zeigt, der Lampenstrom beinahe zu Null geworden. Trotzdem kann auch in diesem Zustand noch eine einwandfreie Zündung der Lampe erfolgen, da der Momentanwert der Netzwechselfspannung für $\varphi = 135^\circ$ noch etwa 220 V ist, unter Voraussetzung einer Netzspannung von 220 V_{eff}. Hierzu kommt noch, daß die Spannung von der Größe $U_{\max} \cdot \sin \varphi$, die jedesmal bei der Zündung der Thyratrons plötzlich an der Serienschaltung von Drossel und Leuchtstofflampe liegt, einen Schwingungskreis anregt, der aus L und der Kapazität C_1 zwischen den Zündelektroden bzw. der damit verbundenen Heizwicklungen besteht. Hierdurch entsteht eine Spannungsüberhöhung an der Lampe, die der Zündung ebenfalls zugute kommt.

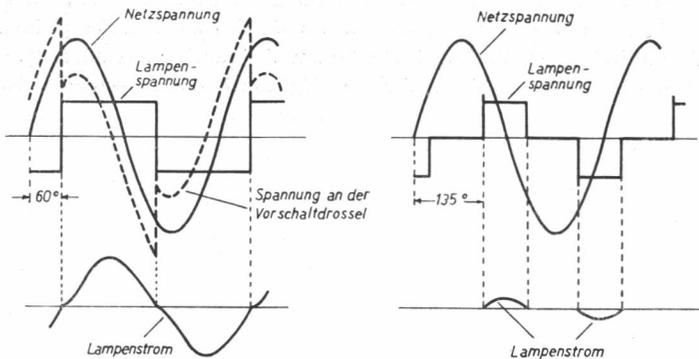


Abb. 14-5. Strom- und Spannungsverhältnisse bei einer Schaltung nach *Abb. 14-4*

Schließlich kann die Zündspannung der Lampe dadurch künstlich erniedrigt werden, daß man längs der Außenseite der Glasröhre einen schmalen Streifen aus leitendem Material anbringt, der jeweils kurz vor den Zündelektroden endet. Eine an ihnen auftretende Spannungsdifferenz wird sich daher auf die geringen Abstände zwischen jeweils einer Zündelektrode und dem ihr benachbarten Ende des Streifens konzentrieren. Hierdurch wird die Feldstärke in der Nähe der Elektroden erhöht und die Zündspannung der Lampe entsprechend niedriger. Die von *Philips* gelieferten Leuchtstofflampen sind bereits mit dem die Zündung erleichternden Streifen ausgerüstet (*Abb. 14-6*). Wenn man nun den Zündstreifen an der nicht geerdeten Seite der Lampe durch eine Schelle erdet (*Abb. 14-4*), so beschränkt sich die zur Zündung zur Verfügung stehende Spannung auf den Raum zwischen Zündstreifen und der nicht geerdeten Elektrode, d. h. auf die hierdurch gebildete Kapazität C_2 . Durch diese Maßnahme wird die Zündung der Lampe derart erleichtert, daß der niedrigste Lampenstrom, bei dem noch kein Flackern auftritt, in der Größenordnung von einem Milliampere liegt. Es wird damit eine völlig einwandfreie, stufenlose Regelung der Lichtstärke von voller Helligkeit bis auf einen so niedrigen Wert möglich, daß man alsdann den Strom gänzlich unterbrechen kann, ohne einen störenden Sprung in der Lichtstärke zu verursachen.

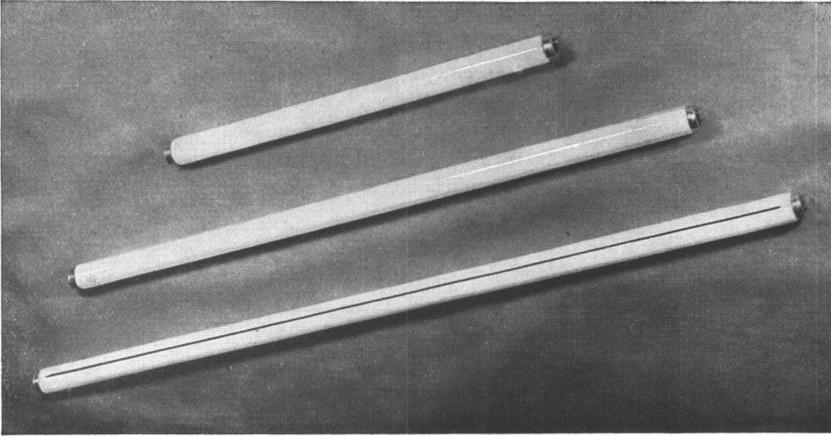
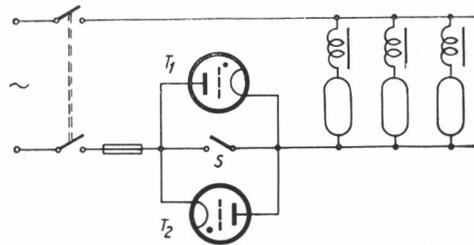


Abb. 14-6. TL-Leuchtstofflampe mit Zündstreifen (Werkbild: Deutsche Philips GmbH)

Die gleichzeitige Regelung mehrerer Leuchtstofflampen ist dadurch möglich, daß man sie parallel schaltet, wobei für jede Lampe eine besondere Vorschalt-drossel vorhanden sein muß (Abb. 14-7). Der sonst übliche Glimmzünder entfällt; dafür müssen ein oder mehrere Heiztransformatoren für die Heizung der Zündelektroden vorgesehen werden, um sie bei reduziertem Lampenstrom auf der erforderlichen Temperatur zu halten. Da sich die Elek-

Abb. 14-7. Gleichzeitige Helligkeitsregelung mehrerer Leuchtstofflampen



troden bei vollem Lampenstrom durch das Ionenbombardement selbst auf Temperatur halten, ist es empfehlenswert, die Heizung der Elektroden in dem Maß zu vermindern, wie der Lampenstrom erhöht wird.

Nicht unerwähnt soll bleiben, daß die Helligkeitsregelung durch zwei gegenparallel geschaltete Thyatrons nicht allein für Niederspannungs-Leuchtstofflampen, sondern auch für Hochspannungs-Leuchtröhren (Neonbeleuchtung) geeignet ist. In diesem Fall wird das Regelgerät in Serie mit der Primärwicklung des Hochspannungstransformators geschaltet.

Elektronisches Helligkeitsregelgerät

In Abb. 14-8 ist das Schaltbild eines elektronischen Helligkeitsregelgeräts dargestellt. Die beiden Thyratrons (*Valvo* PL 105) erhalten jeweils eine negative Steuergittervorspannung aus zwei Gleichrichterteilen, die mit Röhren AZ 41 bestückt sind. Die Zündung erfolgt durch entsprechend phasenverschobene Impulse von etwa 80 V, die einem Impulstransformator entnommen werden (*Philips* 84590). Die veränderbare Phasenverschiebung der Impulse erfolgt durch eine Phasenbrücke, die aus der Primärwicklung eines Netz-

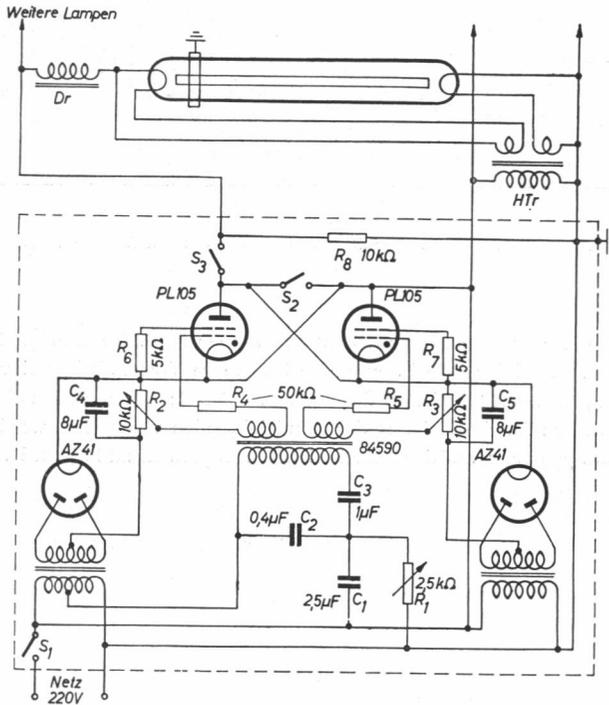


Abb. 14-8. Vollständiges Schaltbild eines elektronischen Helligkeitsregelgeräts

transformators, dem Regelwiderstand R_1 und den Kondensatoren C_1 , C_2 und C_3 besteht. Die Leuchtstofflampen werden in üblicher Weise über eine Vorschaltrossel an das Regelgerät angeschlossen; der zur Korrektur des Leistungsfaktors dienende Kondensator fällt weg. Andererseits ist die Heizung der Elektroden durch einen besonderen Heiztransformator *HTr* erforderlich, der zwei getrennte Heizwicklungen hat (z. B. bei Verwendung der *Philips* 40-W-TL-Leuchtstofflampen 2×6 V, 0,34 A). Das Gerät wird durch S_1 eingeschaltet, wobei S_2 zunächst geschlossen bleibt. Nach dem Vorheizen der Thyratrons und der Lampen kann S_3 geschlossen werden, worauf die Lampen zünden. Nach Öffnen von S_2 ,

kann man nunmehr die Helligkeit durch den Widerstand R_1 beliebig regeln. Bei voller Helligkeit empfiehlt es sich, S_2 wieder zu schließen, um den Lampenstrom nicht unnötigerweise über die Thyratrons fließen zu lassen.

Geräte dieser Art bauen mehrere Firmen. Als Beispiel für die praktische Ausführung zeigt *Abb. 14-9* ein Mustergerät von *Philips* und *Abb. 14-10* ein Seriengerät von Dr.-Ing. *Jovy*.

Die *Abb. 14-11* zeigt die Oszillogramme des Lampenstroms und des Lichtstroms von vier Leuchtstofflampen, bei denen der Lampenstrom über ein Gerät nach *Abb. 14-9* auf die Werte 1200, 600, 300, 150 und 75 mA_{eff} eingestellt wurde.



Abb. 14-9. Laborausführung eines Helligkeitsregelgeräts für Leuchtstofflampen
(Werkbild: *Elektro Spezial GmbH*)

Die beschriebene Methode der Helligkeitsregelung ist natürlich nicht nur für Leuchtstofflampen, sondern auch für normale Glühlampen anwendbar, doch müssen im letzteren Fall gewisse Maßnahmen zur Strombegrenzung wegen des niedrigen Kaltwiderstands von Glühlampen getroffen werden.

Die Zahl der an ein Gerät maximal anzuschließenden Leuchtstofflampen richtet sich nach dem höchstzulässigen Mittelwert des Anodenstroms der verwendeten Thyratrons. Der Effektivwert des Wechselstroms, der durch zwei gegenparallel geschaltete Thyratrons fließt, ist gegeben durch

$$I = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot I_a \quad (14.1)$$

woraus sich die Scheinleistung

$$W = \frac{\pi \cdot I_a \cdot U_N}{\sqrt{2}} \quad (14.2)$$

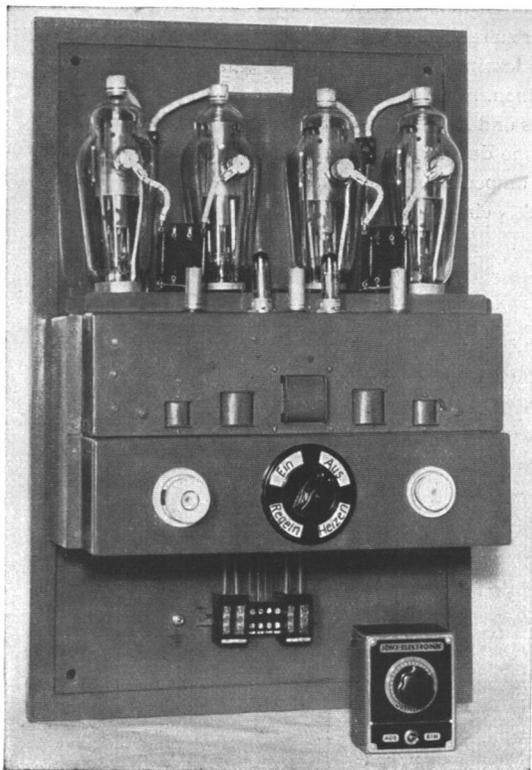


Abb.14-10. Helligkeitsregelgerät „Variomat“ (Dr.-Ing. Jovy) für etwa 6,5 kVA Ausgangsleistung mit selbsttätig ablaufendem Regelvorgang (Schutzkappe abgenommen)

ergibt (U_N = Netzspannung). Die Bogenspannungsverluste in den Röhren sind hierbei vernachlässigt worden. Die abgegebene Nutzleistung ist also

$$W_0 = \frac{\pi \cdot I_a \cdot U_N}{\sqrt{2}} \cdot \cos \varphi \quad (14.3)$$

Die Leistungsaufnahme einer Leuchtstofflampe sei p und der Leistungsverlust in der Vorschalt-drossel q ; es ergibt sich dann die Zahl der auszuschließenden Lampen zu

$$n = \frac{\pi \cdot I_a \cdot U_N}{\sqrt{2} (p + q)} \cdot \cos \varphi \quad (14.4)$$

Als Beispiel seien die folgenden Werte angenommen:

$$\begin{aligned} I_a &= 6,4 \text{ A} \\ U_N &= 220 \text{ V} \\ \cos \varphi &= 0,5 \\ p &= 40 \text{ W} \\ q &= 9 \text{ W} \end{aligned}$$

Es ergibt sich in diesem Fall $n = 32$ Lampen.

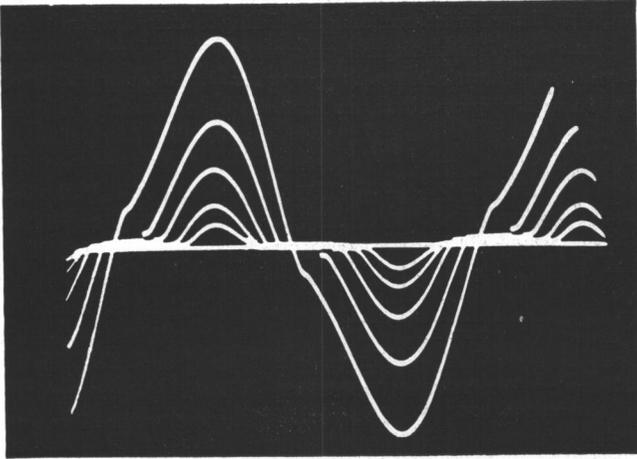
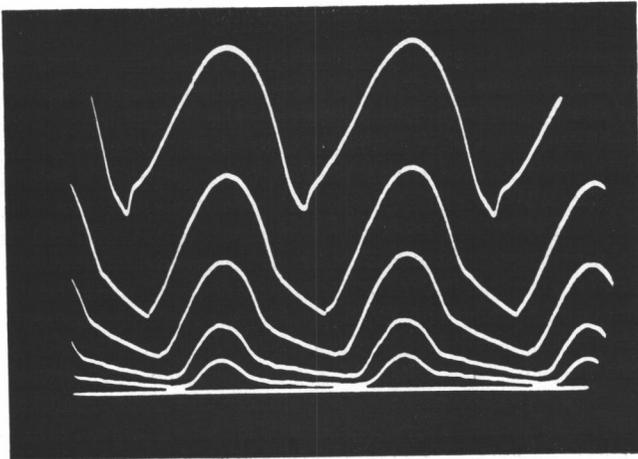


Abb. 14-11. Oszillogramme des Lampenstroms und des Lichtstroms von vier Leuchtstofflampen bei verschiedener Helligkeit; oben: Speisestrom in fünf Stufen zu 1200, 600, 300, 150 und 75 mA_{eff}; unten: Lichtstrom in fünf Stufen, entsprechend den Abstufungen des Speisestroms



Störunterdrückung

In Anbetracht der stark verzerrten Kurvenform des durch die Lampen fließenden Stroms muß mit dem Auftreten von hochfrequenten Störungen gerechnet werden, falls Rundfunkgeräte in unmittelbarer Nachbarschaft eines Helligkeitsregelgeräts betrieben werden. Die Störungen können das Rundfunkgerät auf zweierlei Wegen erreichen, und zwar durch Leitung über das Netz und durch Abstrahlung von der Verkabelung und den Lampen. Zur Unterdrückung von netzseitigen Störungen kann ein Störschutzfilter vor das Regelgerät

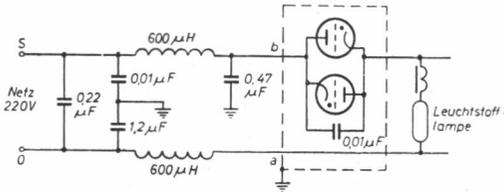


Abb. 14-12. Schaltung eines Störschutzfilters für das Gerät nach Abb. 14-8

geschaltet werden, wie dies in Abb. 14-12 für ein Gerät nach Art der in Abb. 14-8 wiedergegebenen Schaltung dargestellt ist. In manchen Fällen bringt auch die zusätzliche Parallelschaltung eines Kondensators zu den Thyatronen eine wirksame Abhilfe. Wichtig ist in jedem Fall, daß das Gehäuse des Regelgeräts gut geerdet wird, wobei unter allen Umständen vermieden werden muß, daß das Rund-

funkgerät dieselbe Erdleitung hat. Hochfrequenzstörungen, die auf Abstrahlung von der Verkabelung zurückzuführen sind, können dadurch beseitigt werden, daß die gesamte Installation in Metallrohr verlegt wird, das gut zu erden ist. Nach Möglichkeit sollte das Rundfunkgerät nicht im gleichen Raum mit dem Regelgerät untergebracht sein. Eine Hochantenne mit abgeschirmter Zuleitung sollte grundsätzlich verwendet werden.

Selbsttätige fotoelektrische Beleuchtungsregelung

Einer der wesentlichen Vorteile der Elektronik, nämlich die praktisch leistungslose Steuermöglichkeit, kann auch im Fall der Beleuchtungsregelung von Nutzen sein, beispielsweise bei der selbsttätigen Konstanthaltung der Beleuchtungsstärke in Fabrikräumen, Laboratorien, chemischen Betrieben usw. bei Einbruch der Dämmerung. Eine für diesen Zweck geeignete Schaltung ist in Abb. 14-13 gezeigt. Die Beleuchtungsstärke wird durch eine Fozelle kontrolliert, die an geeigneter Stelle anzubringen ist. Sie steuert eine Gleichstromverstärkerstufe, die mit der Langlebensdauer E 80 F bestückt ist. Es handelt sich hierbei um einen sogenannten Katodenverstärker, da der Ausgangswiderstand R_2 nicht in der Anoden-, sondern in der Katodenleitung liegt. Offenbar sind die an ihm auftretenden Spannungsänderungen gleichphasig mit den Änderungen der Eingangsspannung; da beide Spannungen jedoch gegenphasig im Gitterkreis der Röhre V_1 wirksam sind, tritt eine so starke Gegenkopplung auf, daß der Verstärkungsfaktor der Röhre kleiner als Eins wird; dies wäre an sich eher ein Nachteil. Der Vorteil der Schaltung besteht hier jedoch darin, daß sich der hohe Eingangswiderstand auf einen kleinen Ausgangswiderstand transformiert und die Stabilität in Anbetracht der starken Gegenkopplung außerordentlich hoch ist. Die Ausgangsspannung wird der Leistungsverstärkeröhre E 80 L zugeführt, in deren Anodenstromkreis die Gleichstromwicklungen zweier vormagnetisierbarer Drosseln Dr_2 , Dr_3 liegen. Die Wechselstromwicklungen dieser Drosseln sind verpolt in Serie

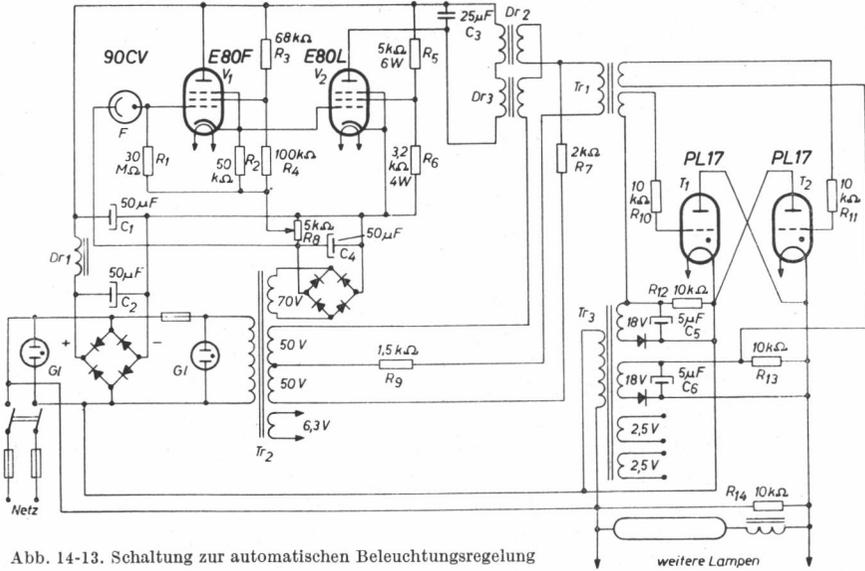


Abb. 14-13. Schaltung zur automatischen Beleuchtungsregelung

geschaltet, um eine Rückwirkung auf die Gleichstromseite zu vermeiden (Teil II.13). Die Drosseln sind Bestandteile einer RL -Phasenbrücke, in deren Ausgang der Impulstransformator Tr_1 liegt. Sekundärseitig entstehen Spannungsimpulse, deren Phasenlage in bezug auf die Netzspannung durch Veränderung der Induktivität der Drosseln, d.h. durch den Vormagnetisierungsstrom gesteuert werden kann. In entsprechender Weise entsteht eine Abhängigkeit des Lampenstroms I_L von der Gleichstromvormagnetisierung der Drosseln, die in *Abb. 14-14* grafisch dargestellt ist.

Wenn sich nun das Tageslicht bei Einbruch der Dämmerung verringert, sinkt auch der Strom durch die Fotozelle F , und die Gitterspannung von V_1 wird weniger negativ. Hierdurch nimmt der Anodenstrom von V_1 und damit auch der Vormagnetisierungsstrom durch die Drosseln zu, und nach *Abb. 14-14* wächst der Lampenstrom entsprechend. *Abb. 14-15* zeigt das Chassis einer nach der beschriebenen Schaltung ausgeführten Anlage.

Die Drosseln Dr_2 , Dr_3 haben M-55-Kerne mit halber Paketstärke aus *Heracaus*-Blech „5000 H 2“ (50% Ni), die Gleichstromwicklung hat 5000 Windungen 0,15 Cul, die Wechsel-

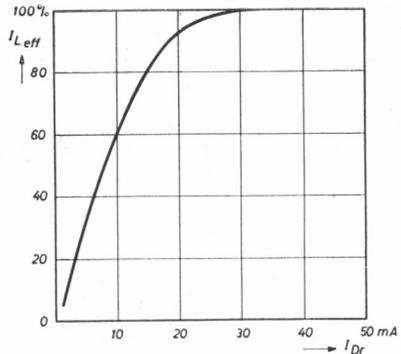


Abb. 14-14. Lampenstrom in Abhängigkeit von der Gleichstromvormagnetisierung der Drosseln

stromwicklung 1300 Windungen 0,12 Cul. Der Transformator Tr_1 ist auf einen M-30-Kern von $\frac{1}{3}$ Paketstärke aus Mu-Metall gewickelt und hat primär 900 Windungen 0,1 Cul, sekundär 2×1500 Windungen 0,1 Cul.

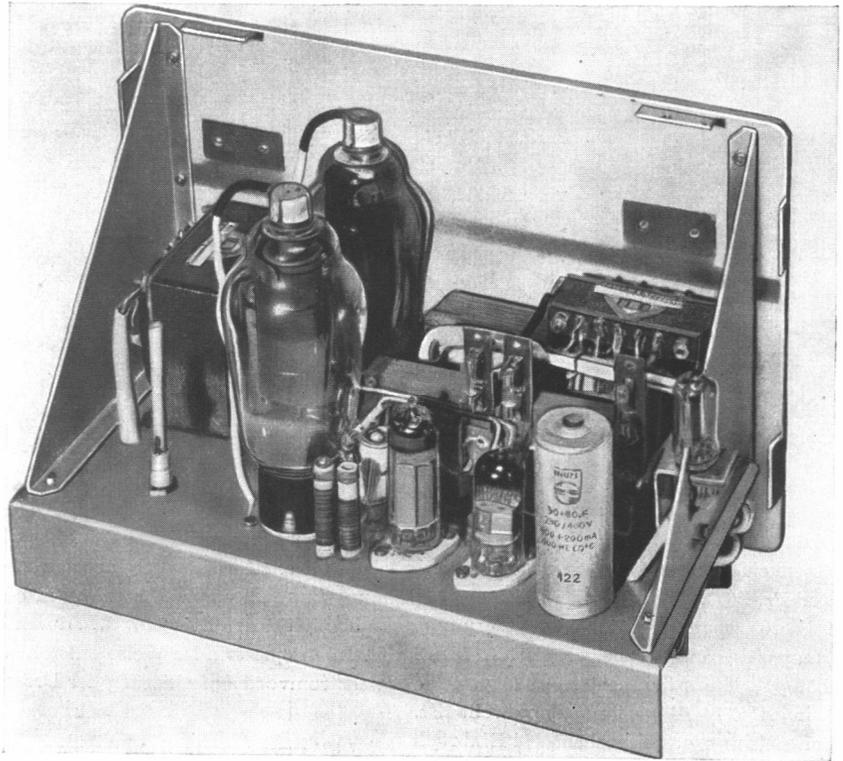


Abb. 14-15. Ansicht des Geräts nach Abb. 14-13

Elektronische Bühnenbeleuchtungsregelung

In vielen Fällen, z.B. zur Beleuchtung von Bühnen, ist eine verhältnismäßig hohe Zahl verschiedener Stromkreise erforderlich, die jeweils einzeln oder in Gruppen geregelt werden. Unter Benutzung der bisher üblichen Mittel (Regeltransformator, veränderbare Vorschaltwiderstände usw.) ergab sich ein „Beleuchtungsstellwerk“, dessen Bezeichnung bereits eine Vorstellung von dem erheblichen mechanischen und räumlichen Aufwand gibt, den eine solche Anlage erfordert. Es liegt nahe, sich auch hier die wesentlichen Vorteile einer Regelung auf elektronischem Wege nutzbar zu machen. Da die zur Bühnenbeleuchtung dienenden Scheinwerfer zumeist auch mit Gleichstrom betrieben werden können, wird für

phasen-Graetz-Schaltung Gebrauch macht, bei der eine netzseitige Gleichstrombelastung nicht auftritt. Von Vorteil ist bei dieser Schaltung auch die geringe Restwelligkeit, die der eines Sechspannen-Gleichrichters entspricht.

Die Röhren T_1 , T_2 , T_3 erhalten zur Steuerung jeweils eine Gitterspannung, die sich aus einer variablen positiven und negativen Gleichspannung und einer gegenüber der jeweiligen Anodenspannung um 90° fest in der Phase verschobenen Wechselspannung zusammensetzt. Diese Wechselspannungen werden dem dreiphasigen Steuertransformator Tr_1 entnommen. Die zur Steuerung des Gleichrichters dienende variable Gleichspannung wird durch einen Gleichrichter geliefert, der in dem Bedienungsteil enthalten ist. Dieses ist mit einer Reihe von Potentiometern $P_1 \dots P_6$ ausgerüstet, die zur Steuerung sowohl des dargestellten Gleichrichters als auch weiterer Stromkreise dienen, die in entsprechender Weise geschaltet sind. Eine derart aufgebaute vollständige Bühnenbeleuchtungseinrichtung ist schematisch in *Abb. 14-17* dargestellt. Die einzelnen Beleuchtungskörper, spot-

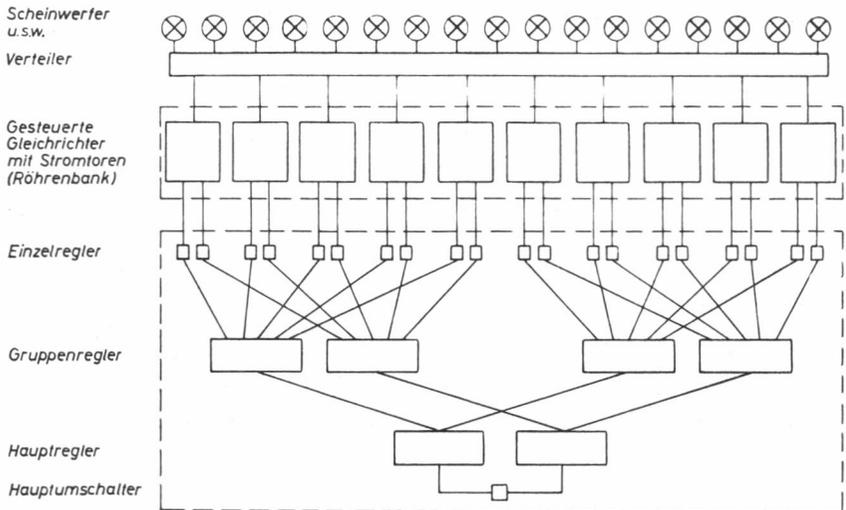


Abb. 14-17. Schematische Darstellung einer vollständigen Bühnenbeleuchtungseinrichtung

lights usw. sind an einen Verteiler angeschlossen, durch den sie den einzelnen Gleichrichteraggregaten zugeordnet werden. Die Aggregate sind wiederum zu einer konstruktiven Einheit, der sogenannten „Röhrenbank“, zusammengefaßt. Jeder Stromkreis kann durch einen Einzelregler beliebig in der Helligkeit reguliert und eingestellt werden; eine bestimmte Anzahl Stromkreise ist jeweils zu Gruppen zusammengefaßt, die man wiederum zentral durch einen Hauptregler bedient. Sämtliche Einzelregler, Gruppen- und Hauptregler sind doppelt vorhanden, so daß ein zweites Bedienungsfeld entsteht, auf dem eine Beleuchtungseinstellung vorbereitet werden kann, während das erste Bedienungsfeld in Betrieb ist. Ein Umschalter überblendet dann ganz oder teilweise auf die Einstellung des zweiten Bedienungsfeldes. Da sämtliche Regelglieder nur schwachstrommäßig beaufschlagt sind,

bildet man sie so klein und handlich aus, daß z.B. das vollständige zweifache Bedienungsfeld einer Anlage mit 48 Stromkreisen in einem Steuerpult von 1 m × 1 m zusammengefaßt werden kann.

15. Regeleinrichtungen für Drehzahlen und Temperaturen

Die Industrie verwendet elektronisch arbeitende Einrichtungen vielfach in Kontroll- und Regelgeräten, bei denen sie für die Güte und gleichmäßige Qualität der Erzeugnisse von entscheidender Bedeutung sein können.

Fotozellengesteuerte Regeleinrichtung für Papierverarbeitungsmaschinen

Ein besonders kennzeichnendes Beispiel ist die fotoelektrische Kontrolle von Papierverarbeitungsmaschinen. Das Endprodukt, z.B. Tüten, Kartons usw., ist zumeist mit einem Aufdruck versehen, der im billigen Rotationsdruckverfahren auf Papierrollen hergestellt wird. Diese Papierrollen müssen für die Weiterverarbeitung in entsprechende Stücke zerschnitten werden,

wobei der Aufdruck natürlich stets an einer ganz bestimmten Stelle erscheinen soll. Es wäre also erforderlich, daß die Schnittfrequenz zu der Transportgeschwindigkeit des Papiers in einem bestimmten, festen Verhältnis steht, damit der Schnitt stets an der gleichen Stelle erfolgt. Eine geringe Abweichung von z.B. 1 mm würde zwar bei einem einzelnen Stück vielleicht unerheblich sein, jedoch wäre, da sich die bei jedem Schnitt auftretenden Fehler addieren, schon nach 100 Schnitten eine Abweichung von 10 cm (!) festzustellen. Die Synchronisierung von Schnittfrequenz und

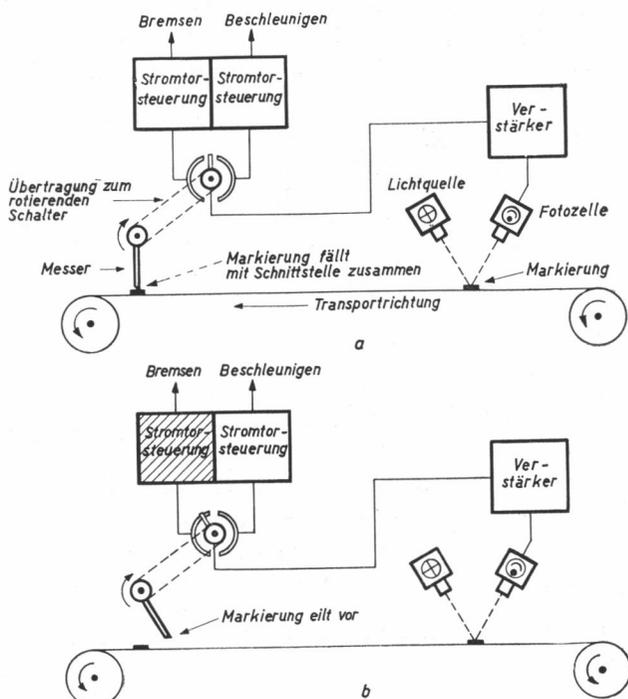


Abb. 15-1. Blockschaltbild einer Einrichtung zur Korrektur der Bandgeschwindigkeit bei Papierverarbeitungsmaschinen

Transportgeschwindigkeit bringt jedoch keine vollständige Lösung des Problems, da die Ware je nach den herrschenden Temperatur- und Feuchtigkeitsverhältnissen der Luft unkontrollierbaren Schrumpfungen oder Dehnungen unterliegt. Hieraus folgt, daß eine Kontrolleinrichtung vorgesehen werden muß, die von Schnitt zu Schnitt die jeweils auftretenden Abweichungen positiver oder negativer Art feststellt und entsprechend korrigiert. Es liegt nahe, sich hierbei einer durch Fotozellen gesteuerten Einrichtung zu bedienen, die auf eine aufgedruckte Markierung anspricht. Das Blockschaltbild einer solchen Anlage ist in *Abb. 15-1* zu sehen. Das Papierband ist mit periodisch wiederkehrenden Markierungen bedruckt, welche die Stellen kennzeichnen, an denen das Band zerschnitten werden soll. Ein an dem hellen Papier reflektierter Lichtstrahl beleuchtet die Fozozelle. Beim Passieren einer (dunklen) Markierung wird der Lichtstrahl für einen sehr kurzen Moment geschwächt. Das hierdurch über die Fozozelle entstehende elektrische Signal wird verstärkt und gelangt an den Schleifer eines rotierenden Schalters, der synchron mit der Schnittfrequenz umläuft. Erfolgt der Schnitt an der richtigen Stelle, so befindet sich der Schleifer, wenn das Signal eintrifft, in einer neutralen Mittelstellung (*Abb. 15-1 a*). Ist die Schnittfrequenz jedoch gegenüber der Bandgeschwindigkeit um einen geringen Betrag zu niedrig, so leitet der rotierende Schalter das Signal an eine Thyatron-Steuereufe weiter, die über ein Relais die Transportgeschwindigkeit kurzzeitig abbremst (*Abb. 15-1 b*). Dies kann z. B. durch die Betätigung einer elektromagnetischen Kupplung oder eines Regelgetriebes erfolgen. Ist andererseits die Bandgeschwindigkeit zu gering, so wird das Signal über den Schalter an eine zweite Steuerstufe geleitet, die in entsprechender Weise für eine kurzzeitige Erhöhung

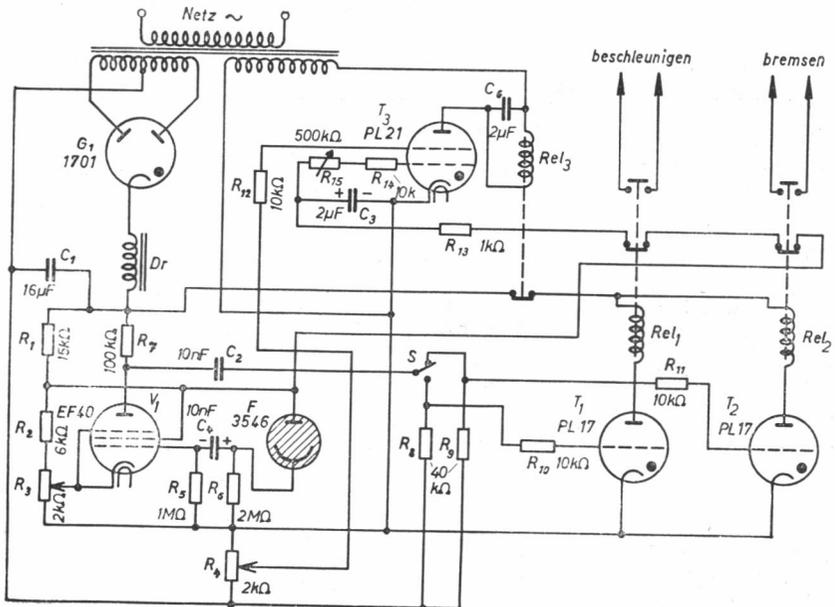


Abb. 15-2. Schaltbild des elektronischen Teils der Anlage nach Abb. 15-1

der Bandgeschwindigkeit sorgt. In dieser Weise werden die Abweichungen korrigiert, ehe sie sich zu einer untragbaren Größe aufsummieren können.

In *Abb. 15-2* ist das Schaltbild des elektronischen Teils der Anlage dargestellt. Die Stromversorgung erfolgt über eine Gas-Gleichrichterröhre *Valvo 1701*. Die gasgefüllte Fotozelle *F* (*Valvo 3546*) wird also mit Gleichspannung betrieben, so daß sie zu jedem Zeitpunkt ansprechen kann (im Fall der Speisung mittels Wechselfspannung ist dies nur während der positiven Halbperioden der Fall). Da die Zelle normalerweise beleuchtet ist (Lichtreflexion am Papierband), fließt ein Fotostrom, und an R_6 entsteht ein Spannungsabfall, der den Kondensator C_4 mit der angegebenen Polarität auflädt. Wird der Fotostrom durch die Markierung kurzzeitig reduziert, so liegt die Spannung des Kondensators während dieses Augenblicks mit negativem Vorzeichen am Gitter der Verstärkerröhre V_1 . Hierdurch wird der Anodenstrom dieser Röhre kurzzeitig verringert, so daß ein positiver Spannungsimpuls an der Anode entsteht, der über den Kondensator C_2 und über den Schalter S wahlweise an das Gitter eines der beiden Thyratrons T_1 und T_2 (*Valvo PL 17*) geleitet wird. Der Schalter S versinnbildlicht den rotierenden Schalter der *Abb. 15-1*. Angenommen, die Transportgeschwindigkeit sei zu hoch, so wird in der beschriebenen Weise T_2 zünden, jedoch, da Speisung mit Gleichspannung erfolgt, zunächst nicht wieder löschen. Das Relais Rel_2 zieht an und leitet den Bremsvorgang ein; gleichzeitig öffnet sich jedoch ein Kontakt, der eine positive Spannung von dem Kondensator C_3 abtrennt. Dieser Kondensator war bisher mit der angegebenen Polarität aufgeladen, so daß das Klein-Thyatron T_3 (*Valvo PL 21*) eine positive Steuergitterspannung erhielt und gezündet war. Das Relais Rel_3 war angezogen und sein Kontakt geschlossen. Nunmehr hat jedoch C_3 Gelegenheit, sich über die Widerstände R_{14} , R_{15} und die Katoden-Gitter-Strecke von T_3 zu entladen. Da das Schirmgitter von T_3 über R_{12} eine geringe negative Vorspannung von etwa -2 V erhält, die an R_4 abgegriffen wird, ist die Steuerkennlinie des Thyratrons in den Bereich positiver Steuergitterspannungen verschoben, so daß die Röhre löscht, sobald C_3 nahezu entladen ist. Das Relais Rel_3 wird stromlos und öffnet seinen Kontakt, worauf T_2 löscht, Rel_2 ebenfalls stromlos wird und damit das Ende des Bremsvorgangs gegeben ist. Hierauf lädt sich C_3 über R_{13} wieder auf und T_3 zündet erneut. Wie man sieht, handelt es sich um eine Zeitgeberschaltung, die die Dauer des Brems- bzw. Beschleunigungsvorgangs bestimmt; sie läßt sich mit dem Regelwiderstand R_{15} nach Bedarf einstellen.

Vollelektronisch arbeitende Regeleinrichtung

Der mechanisch arbeitende rotierende Schalter und die Relais mit der nachgeschalteten Schützensteuerung erfüllen ihre Aufgabe jedoch nicht mehr zufriedenstellend, wenn man die Transportgeschwindigkeit über ein gewisses Maß hinaus steigert. In diesem Fall wird zweckmäßigerweise eine andere Anordnung gewählt, die auf elektromechanische Schaltungsmittel gänzlich verzichtet (*Abb. 15-3*). An Stelle des rotierenden Schalters sind hier zwei Fotozellen F_2 und F_3 vorgesehen, die von einer Lichtquelle beleuchtet werden, jedoch nur dann, wenn ein Loch in einer rotierenden Scheibe, die synchron mit der Schnittfrequenz umläuft, den Lichtstrahl passieren läßt. Die Zellen sind so angeordnet, daß die eine (F_2) beleuchtet ist, kurz ehe ein Schnitt erfolgt, während die zweite Zelle (F_3) kurz nach dem Schnitt Licht erhält. Im Augenblick des Schnittes sind jedoch beide Zellen unbeleuchtet. Zum gleichen Zeitpunkt schwächt sich der auf die Zelle F_1 fallende Lichtstrahl durch die

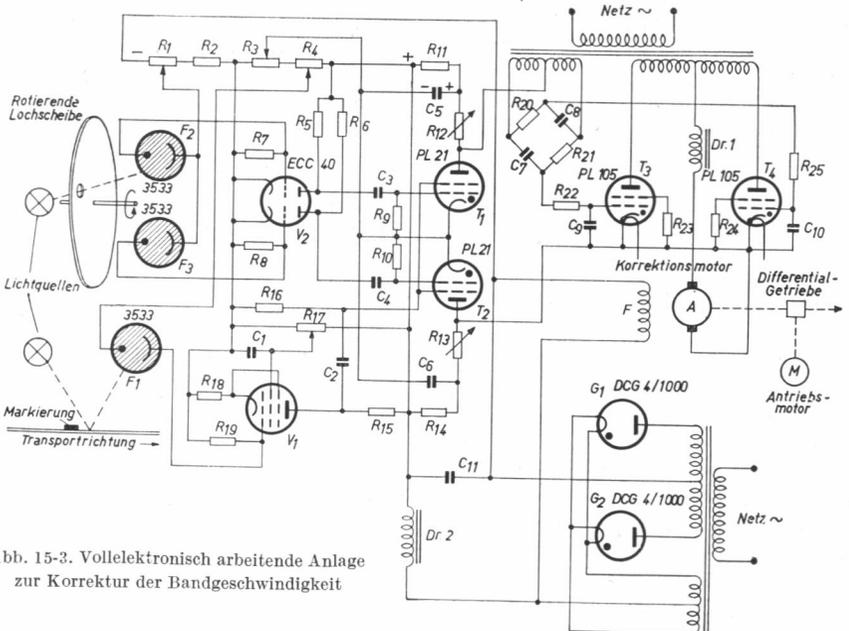


Abb. 15-3. Vollelektronisch arbeitende Anlage zur Korrektur der Bandgeschwindigkeit

dunkle Markierung, sofern das Papier gerade die richtige Geschwindigkeit hat. Trifft dies jedoch nicht zu, so wird die Schwächung des Lichtstrahls, der auf F_1 fällt, zeitlich mit der Beleuchtung der Zelle F_2 oder F_3 zusammenfallen, je nachdem, ob die Transportgeschwindigkeit zu groß oder zu klein ist. Diese Verhältnisse stellt die *Abb. 15-4* anschaulich dar. Den Transport des Papierbands besorgt ein Antriebsmotor, der mit konstanter Drehzahl arbeitet. Über ein Differentialgetriebe ist außerdem ein Korrektionsmotor wirksam, der, wenn die Transportgeschwindigkeit richtig ist, mit einer mittleren Drehzahl läuft. Es handelt sich um einen Gleichstrom-Nebenschlußmotor, dessen Feld ein mit den Röhren G_1 , G_2 bestückter Gleichrichter versorgt. Der Anker bekommt eine mittlere Spannung aus einem zweiten Gleichrichter, der mit den Thyratrons T_3 , T_4 bestückt ist. Diese Röhren erhalten gitterseitig jeweils um 90° gegenüber der Anodenspannung phasenverschobene Steuerwechselspannungen, die der Brückenschaltung C_8 , R_{20} bzw. C_7 , R_{21} entnommen werden. Solange die zur Steuerung dienenden Thyratrons T_1 und T_2 gelöscht sind, herrscht an ihren Anoden die Spannungsdifferenz Null, und damit ist auch keine weitere Spannung in den Gitterstromkreisen der Röhren T_3 und T_4 wirksam. Diese Röhren zünden dann offenbar mit etwa 90° Phasenverzögerung (vgl. Teil I.3, Vertikalsteuerung), so daß der Gleichrichter in diesem Zustand eine reduzierte Ausgangsspannung liefert und der Motor, wie gesagt, etwa mit mittlerer Drehzahl läuft. Jedesmal, wenn die Fotozelle F_2 bzw. F_3 beleuchtet wird, entsteht an dem zugeordneten Steuergitter der Doppeltriode V_2 eine negative Spannung, die eine Verminderung des Anodenstroms des betreffenden Röhrensystems hervorruft. Da dies nur kurzzeitig der Fall ist, entsteht an der Anode ein positiver Spannungsimpuls, der über die Kondensatoren C_3 bzw. C_4 an das erste Gitter des Klein-Thyra-

trons T_1 bzw. T_2 geführt wird. Die Zündung einer dieser Röhren kann jedoch nicht erfolgen, da deren zweites Gitter eine negative Vorspannung von einer durch das Potentiometer P_3 einstellbaren Größe erhält. Die Fozelle F_1 ist normalerweise beleuchtet, so daß am Widerstand R_{19} ein positiver Spannungsabfall auftritt und die Röhre V_1 Strom führt. Wird nun der auf F_1 auftreffende Lichtstrahl durch die Markierung kurzzeitig geschwächt, so vermindert sich auch der Spannungsabfall an R_{19} im gleichen Rhythmus, und durch die plötzliche Verminderung des Anodenstroms von V_1 entsteht an der Anode ein positiver Spannungsimpuls bestimmter Größe, der über den Kondensator C_2 an das zweite Gitter der Röhren T_1 und T_2 geführt wird. Auch dieser Impuls reicht jedoch allein nicht aus, um eine der beiden Röhren zum Zünden zu bringen. Wenn also die Bandgeschwindigkeit die richtige Größe hat, so geben beim Passieren der Markierung die Fozellen F_2, F_1, F_3 hintereinander je einen positiven Impuls auf die Gitter der Thyratrons T_1 bzw. T_2 , ohne daß eine dieser Röhren zünden kann. Die Verhältnisse ändern sich jedoch, wenn z. B. die Transportgeschwindigkeit etwas zu hoch ist. Dann werden, wie der untere Teil der *Abb. 15-4* zeigt, die durch F_2 und F_1 hervorgerufenen Impulse zeitlich teilweise zusammenfallen.

Hierdurch wird nunmehr das Thyatron T_1 zum Zünden gebracht, und der Kondensator C_5 , der wie angegeben aufgeladen war, kann sich über T_1 und R_{12} entladen. Da der Widerstand R_{11} verhältnismäßig groß ist, erfolgt die Nachladung von C_5 nicht im gleichen Tempo, so daß die Röhre schließlich wieder löscht, wenn die Spannung an C_5 niedriger als die Bogenspannung geworden ist. Solange T_1 jedoch gezündet ist, hat die Anode das Potential der Bogenspannung, und zwischen den Anoden der beiden Röhren T_1 und T_2 besteht eine Spannungsdifferenz, die mit negativem Vorzeichen am Steuergitter der beiden Thyratrons T_3 und T_4 liegt und bewirkt, daß die Ausgangsspannung des Ankergleichrichters kurzzeitig nahezu Null wird. Gleichermaßen geht die Drehzahl des Korrektionsmotors zurück, wodurch sich die Transportgeschwindigkeit vermindert und den Synchronismus zur Schnittfrequenz wiederherstellt. Die Dauer der Drehzahlverminderung und damit die Größe der Korrektur läßt sich in gewissen Grenzen durch R_{12} variieren. Falls die Transport-

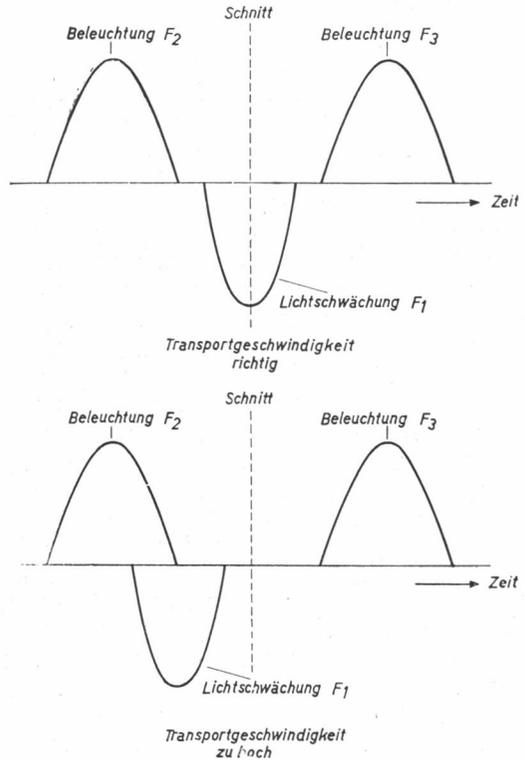


Abb. 15-4. Lage der Spannungsimpulse bei richtiger und hoher Bandgeschwindigkeit

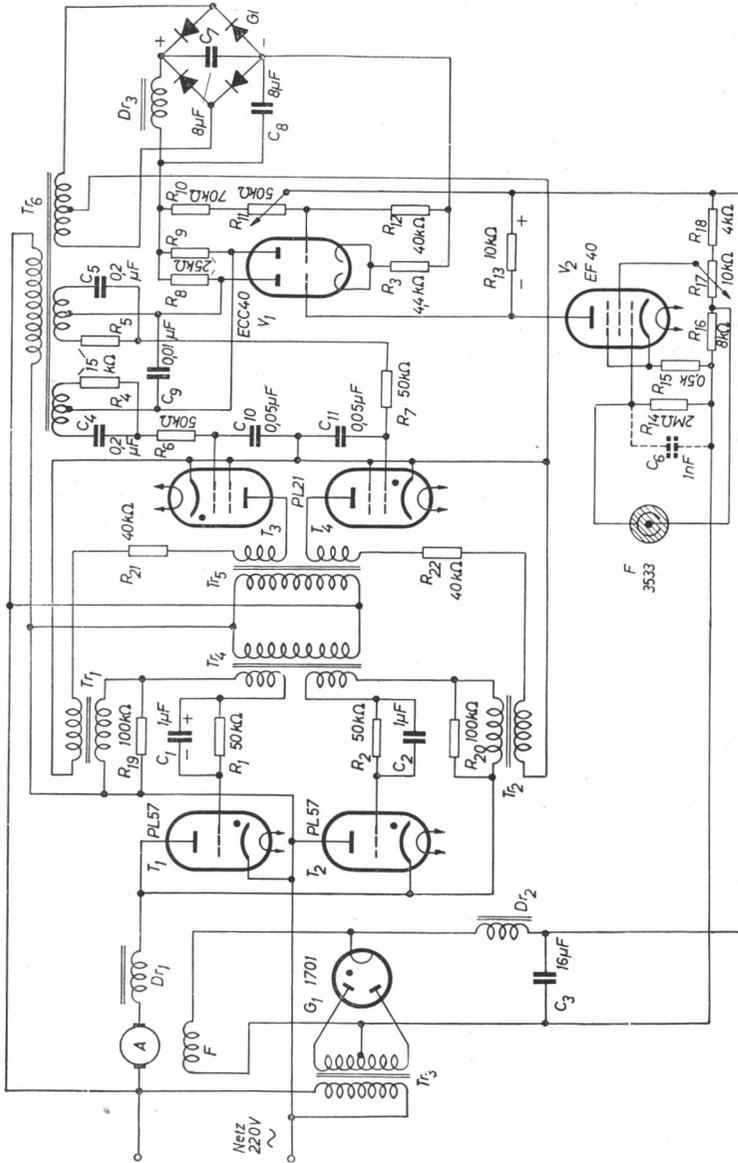
geschwindigkeit zu niedrig war, trifft der durch F_1 ausgelöste Impuls zeitlich mit dem durch F_3 hervorgerufenen Impuls zusammen, wodurch T_2 zündet. Nunmehr entsteht eine positive Spannungsdifferenz zwischen den Anoden von T_1 und T_2 , welche die Vorverlegung des Zündzeitpunktes der Röhren T_3 und T_4 verursacht. Die Drehzahl des Korrektionsmotors erhöht sich entsprechend und sorgt über das Differentialgetriebe für den Ausgleich der Transportgeschwindigkeit.

Fotoelektrische Motor-Umkehrsteuerung zur Lagekorrektur von Werkstücken

Ein sehr häufig in der Industrie vorkommendes Problem ist die Überwachung der Werkstückkanten auf ihre richtige Lage, z. B. beim Aufwickeln von Textil- oder Papierbahnen. Die auftretenden Abweichungen werden durch einen Servomotor, der sich je nach der Richtung der Abweichung auf Rechts- bzw. Linkslauf schaltet, über ein Getriebe wieder korrigiert. Man könnte daran denken, die Steuerung des Motors über mechanisch betätigte Endkontakte mit nachgeschalteten Schützen durchzuführen, doch hat diese Lösung eine Reihe schwerwiegender Nachteile. Zunächst muß man, wenn nicht ein ständiges Arbeiten der Schütze und der damit verbundene erhöhte Verschleiß in Kauf genommen werden soll, eine ziemlich breite „tote Zone“ vorsehen, welche die Genauigkeit der Regelung beeinträchtigt. Ferner ist das Werkstück häufig so empfindlich (z. B. dünnes Seidenpapier), daß sich die Benutzung von mechanischen Kontakten von selbst verbietet. Schließlich – und das ist in den meisten Fällen entscheidend – vermag eine Schützensteuerung den Motor lediglich auf volle Drehzahl zu schalten, ohne Rücksicht auf die Größe der zu kompensierenden Abweichung. Dieser Umstand erfordert eine weitere Verbreiterung der „toten Zone“, da sonst die Gefahr von Pendelungen auftritt.

Die im folgenden beschriebene elektronische Motor-Umkehrsteuerung hat als „Fühler“ eine Fozelle, bei der die auftreffende Lichtmenge Drehrichtung und Drehzahl bestimmt. Bei mittlerem Lichteinfall bleibt der Motor in Ruhe, während er bei zunehmender Lichtintensität im Rechtslauf seine Drehzahl etwa proportional erhöht und bei abnehmender Belichtung mit umgekehrter Drehrichtung läuft. Bei vollem Licht oder bei Dunkelheit läuft der Motor also mit voller Tourenzahl im Rechts- bzw. Linkslauf, während er sich mittleren Lichtstärken hinsichtlich Drehzahl und Drehsinn stetig anpaßt.

Die Schaltung der Einrichtung ist in *Abb. 15-5* dargestellt. Das Feld des Gleichstrom-Nebenschlußmotors wird aus einem Gleichrichterteil gespeist, der aus dem Transformator Tr_3 und der Röhre G_1 (*Valvo* 1701) besteht. Die gelieferte Gleichspannung dient nach Siebung durch Dr_2 , C_3 auch zur Stromversorgung der Fozelle und der Vorverstärkerröhre V_2 . Der Anker des Motors liegt über eine Glättungsdrössel Dr_1 und den zwei antiparallel geschalteten Thyratrons T_1 und T_2 unmittelbar am Wechselstromnetz. Wenn beide Röhren gesperrt sind oder geringe, einander gleiche Stromimpulse durchlassen, bleibt der Anker in Ruhe. Wird dagegen der Zündwinkel einer der Röhren verkleinert, so läuft der Motor mit entsprechender Drehzahl in der einen oder andern Richtung. Da man bei Servomotoren im allgemeinen mit kleineren Leistungen auskommt, genügen hier zwei Röhren *Valvo* PL 57 mit 2,5 A mittlerem Anodenstrom. Durch die Antiparallelschaltung der Röhren haben die Katoden nicht gleiches Potential, so daß Horizontalsteuerung mit Impulsen angewandt werden muß. Beide Röhren erhalten eine negative Grundgitterspannung durch zwei um 180° phasengedrehte Wechselspannungen, die der Transformator Tr_4 liefert. Die



- T_1 = T_2 = Impulstransformator, M42, Prim.: 3500 Wdg. 0,12 \varnothing , Sek.: 3500 Wdg. 0,12 \varnothing
- T_3 = Prim.: 220 V, Sek.: 2 \times 285 V 0,3 A, 6,3 V 0,2 A, 1,8 V 2,8 A, 5 V 4,5 A, 5 V 4,5 A
- T_4 = Prim.: 220 V, Sek.: 2 \times 15 V 0,02 A, 2 \times 15 V 0,02 A, 2 \times 90 V 0,03 A, 6,3 V 0,6 A
- T_5 = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_6 = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_7 = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_8 = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_9 = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{10} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{11} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{12} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{13} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{14} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{15} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{16} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{17} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{18} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{19} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{20} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{21} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{22} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{23} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{24} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{25} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{26} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{27} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{28} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{29} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{30} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{31} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{32} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{33} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{34} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{35} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{36} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{37} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{38} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{39} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{40} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{41} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{42} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{43} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{44} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{45} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{46} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{47} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{48} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A
- T_{49} = Prim.: 220 V, Sek.: 12 V 0,01 A, 12 V 0,01 A
- T_{50} = Prim.: 220 V, Sek.: 110 V 0,1 A, 110 V 0,1 A, 6,3 V 1,2 A

Abb. 15-5. Fotoelektrisch arbeitende Motor-Umkehrsteuerung
 Die in der Schaltung verwendeten Widerstände und Kondensatoren haben folgende Belastungen: R_{14} 0,25 W; $R_1 \dots R_2, R_3 \dots R_{12}, R_{13}, R_{15}, R_{19}$ u. R_{20} 0,5 W; $R_6, R_7, R_{16}, R_{18}, R_{21}$ u. R_{22} 1 W; R_{17} 2 W; $C_1, C_2, C_4, C_5, C_6, C_7, C_8, C_9, C_{10}, C_{11}$ 350 V; C_3, C_7 u. C_8 350/385 V

Gitterschutzwiderstände R_1 und R_2 sind durch Kondensatoren C_1 und C_2 überbrückt, die sich während der positiven Halbperioden der Gitterspannung mit der angegebenen Polarität aufladen. In der darauffolgenden Halbperiode addiert sich diese Spannung zu der negativen Gitterwechselspannung, wodurch eine erhöhte Sicherheit gegen ungewollte Zündungen gegeben ist. Die Zündimpulse kommen von den Impulstransformatoren Tr_1 und Tr_2 , deren Primärwicklungen in den Anodenstromkreisen der Thyratrons T_3 und T_4 (*Valvo* PL 21) liegen und die bei der Zündung dieser Röhren stoßerregt werden. Da T_3 und T_4 gemeinsames Katodenpotential haben, ist eine Vertikalsteuerung dieser Röhren durch Gleichspannung und überlagerte, um 90° phasenverzögerte Gitterwechselspannungen möglich. Diese entnimmt man den durch C_4 , R_4 bzw. C_5 , R_5 und zugehörigen Trafowicklungen gebildeten Phasenbrücken. Die variable Gleichspannung wird von einer besonderen Brückenschaltung geliefert, die aus dem Graetz-Trockengleichrichter Gl , der zugehörigen Trafowicklung und der Röhre V_1 besteht. Angenommen, die beiden Gitter der Doppeltriode V_1 (ECC 40) haben solche Potentiale, daß durch beide Systeme der gleiche Strom fließt. Beide Anoden haben dann gleiches Potential gegenüber der Mittelanzapfung der Trafowicklung, und zwar kann durch entsprechende Wahl des Arbeitspunktes der Röhre erreicht werden, daß es negativ ist. Die Röhren T_3 , T_4 sind daher in gleicher Weise fast völlig gesperrt, und der Motor steht. Wird nun das Gitter des linken Systems von V_1 z. B. negativer, so erhöht sich das Potential der linken Anode, während das der rechten entsprechend sinkt. Dies bedeutet, daß T_3 völlig gesperrt ist, während der Zündzeitpunkt von T_4 vorverlegt wird. Der Motor läuft somit in der einen Drehrichtung, und zwar mit um so höherer Drehzahl, je mehr sich das Potential der linken Anode erhöht. Wird das linke Steuergitter positiver als das rechte, tritt der umgekehrte Effekt ein. Das rechte Steuergitter erhält durch den Spannungsteiler R_{10} , R_{11} , R_{12} ein festes Potential; das linke Steuergitter bekommt ein Potential, das sich aus der Differenz der an R_{11} abgegriffenen Spannung und dem an R_{13} stehenden Spannungsabfall zusammensetzt. Das Potentiometer R_{11} wird so eingestellt, daß an beiden Steuergittern gleiches Potential ist, wenn die auf die Fotozelle F auftreffende Lichtmenge und damit der durch R_{13} fließende Anodenstrom einen mittleren Wert hat. Der Kondensator C_6 muß nötigenfalls vorgesehen werden, um in den Regelkreis eine gewisse Zeitkonstante hineinzubringen; seine Größe richtet sich nach den praktischen Erfordernissen. Als Fotozelle kommt z. B. die gasgefüllte Type *Valvo* 3533 mit einer Empfindlichkeit von $150 \mu\text{A/Lm}$ in Betracht, die eine verhältnismäßig große Katodenoberfläche hat. Der Arbeitspunkt der Vorverstärkerröhre V_2

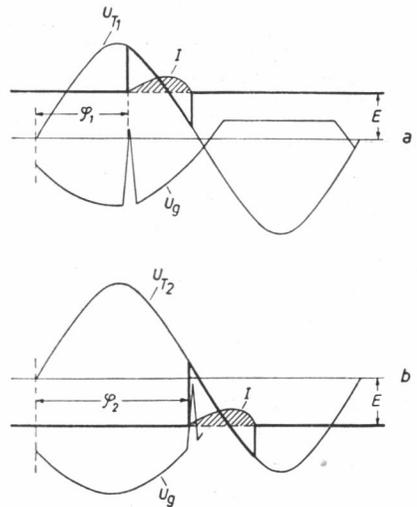


Abb. 15-6. Verlauf von Strom und Spannungen bei der Umkehr-Stromrichterschaltung nach Abb. 15-5: a) beim Vorwärtslauf des Motors b) im Augenblick der Drehrichtungsumkehr



Abb. 15-7. Laborausführung eines Geräts nach Abb. 15-5 (Werkbild: Elektro Spezial GmbH)

(EF 40) kann durch Variieren der Schirmgitterspannung mittels R_{17} fest eingestellt werden.

Die Schaltung hat den Vorteil, daß der Motor außerordentlich wirksam abgebremst und zum Stillstand gebracht wird, wenn die Beleuchtungsstärke der Fozelle sich entsprechend ändert. Dies ist auf die Nutzbremmung des Motors zurückzuführen, dessen kinetische Energie während des Bremsvorgangs durch eines der Thyatronen, das dann im Wechselrichterbetrieb arbeitet, in elektrische Energie umgeformt und in das Netz zurückgeliefert wird. Dieser Vorgang sei an Hand der *Abb. 15-6* erläutert. Im oberen Teil *a* sind die Verhältnisse dargestellt, die sich ergeben, wenn das Thyatron T_1 mit einem gewissen Zündwinkel φ_1 gezündet wird, während T_2 gesperrt ist. Der Motor läuft in der einen Drehrichtung und erzeugt eine Gegen-EMK E , die den positiven Halbwellen der Netzspannung (bezogen auf T_1) entgegengerichtet ist. Es fließt der Strom I , der dem Motor elektrische Leistung zuführt. Es sei angenommen, daß sich nunmehr eine mittlere Beleuchtungsstärke der Fozelle einstellt, so daß beide Thyatronen um annähernd 180° phasenverzögerte Zündimpulse erhalten. T_1 wird jetzt völlig gesperrt; hingegen hat T_2 Gelegenheit, in jeder Periode mit dem Zündwinkel φ_2 zu zünden, da die noch vorhandene Gegen-EMK des Motors sich zu der Anodenspannung dieser Röhre addiert (*Abb. 15-6b*).

Es fließt daher ein Strom, jedoch nunmehr in umgekehrter Richtung, und da die Polarität von E unverändert ist, wird elektrische Energie in das Netz zurückgeliefert, die dem Motor in der Form kinetischer Energie verlorengeht.

Die Laborausführung eines Geräts nach *Abb. 15-5* ist in *Abb. 15-7* gezeigt.

Drehzahlregelung von Wechselstrommotoren

In der Industrie besteht in zunehmendem Maß für Fertigungszwecke ein Bedarf an hochtourigen, motorisch angetriebenen Werkzeugen. Die dabei geforderten Drehzahlen liegen in der Größenordnung von 20000...120000 U/min. Ein naheliegender Weg zur Erzielung derartig hoher Drehzahlen führt zur Verwendung von Wechselstrommotoren, die aus einer Wechselstromquelle höherer Frequenz gespeist werden. Es entstanden so z. B. für Innenschleifarbeiten Drehstrom-Asynchron-Maschinen für Drehzahlen von 120000 U/min bei einer Frequenz der Speisespannung von 2 kHz. Für den Antrieb derartiger Motoren wird ein Generator benötigt, der eine Dreiphasenspannung variabler Frequenz zu liefern vermag. Ein solcher Generator soll nachstehend beschrieben werden.

RC-Oszillator

Zur Erzeugung der variablen Frequenz dient ein sogenannter RC-Oszillator, dessen Wirkungsweise zunächst an Hand der *Abb. 15-8* erläutert werden soll. Bekanntlich enthält jeder Oszillator zwei Hauptbestandteile – einen Verstärkerteil und ein frequenzbestimmendes Element. Während der erstere gewöhnlich durch eine Verstärkerröhre dargestellt wird, bei der ein Teil der verstärkten Ausgangsspannung auf den Eingangskreis rückgekoppelt wird (vgl. Teil I.1), dient der zweite Teil zur Gewährleistung der richtigen Phasenverhältnisse zwischen Ausgangs- und Eingangsspannung bei der gewünschten Frequenz. Hierzu kann in üblicher Weise ein Schwingungskreis, bestehend aus Kapazität und Selbstinduktion, benutzt werden; es ist jedoch auch möglich, Kombinationen von Kapazitäten und ohmschen Widerständen zu verwenden. Im vorliegenden Fall dient hierzu ein Netzwerk, bestehend aus der Serienschaltung des Kondensators C_1 und des Widerstands R_1 sowie der Parallelschaltung von C_2 und R_2 . Die Röhren T_1 und T_2 liefern Wechselspannungen, die gegenüber ihren Eingangsspannungen jeweils um 180° in der Phase verschoben sind. Es folgt daraus, daß die Ausgangsspannung U_o , die am Anodenwiderstand

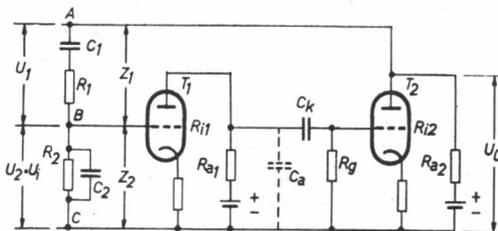


Abb. 15-8. Prinzipschaltbild eines RC-Oszillators

R_{a2} der zweiten Verstärkerröhre T_2 entsteht, wiederum in Phase mit der Eingangsspannung U_i ist, die am Gitter der ersten Röhre T_1 liegt. Das Netzwerk teilt die Ausgangsspannung U_o in zwei Teile U_1 und U_2 , wobei U_2 an der Parallelschaltung von C_2 und R_2 steht und gleich der Eingangsspannung U_i ist. Schwingungen werden dann erzeugt und aufrechterhalten, wenn

die Verstärkung von T_1 und T_2 gleich der durch das Netzwerk bedingten Dämpfung ist. Außerdem müssen die Phasenverhältnisse richtig sein, d.h., U_2 muß mit U_1 in Phase sein. Dies ist für eine bestimmte Frequenz der Fall. Die Impedanz der Serienschaltung von C_1 und R_1 ist

$$Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (15.1)$$

während die Impedanz der Parallelschaltung von R_2 und C_2

$$Z_2 = \frac{\frac{R_2}{j\omega C_2}}{\frac{1}{j\omega C_2} + R_2} \quad (15.2)$$

ist. Offenbar sind die Spannungen an diesen Impedanzen in Phase, wenn der Quotient $\frac{Z_1}{Z_2}$ reell ist. Hieraus folgt, wie leicht abzuleiten ist, die Bedingung

$$j \cdot R_1 \cdot R_2 - \frac{j}{\omega^2 \cdot C_1 C_2} = 0 \quad (15.3)$$

oder

$$R_1 R_2 = \frac{1}{\omega^2 \cdot C_1 C_2} \quad (15.4)$$

Daraus ergibt sich somit die Resonanzfrequenz des RC-Oszillators zu

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}} \quad (15.5)$$

Die vollständige Schaltung des Dreiphasengenerators variabler Frequenz ist in *Abb. 15-9* gezeigt. Sie besteht aus der frequenzbestimmenden Steuerstufe, dem Phasenschieberkreis sowie einer dreiphasigen Leistungsstufe. Die Steuerstufe wird aus einem RC-Oszillator gebildet, der in seiner Frequenz von $1 \cdot \dots \cdot 2$ kHz bei konstanter Ausgangsspannung regelbar ist. Als Röhre findet die Doppeltriode V_1 (ECC 40) Anwendung.

Zur Aussteuerung der dreiphasigen Leistungsstufe ist es erforderlich, aus der einphasigen Oszillatorspannung drei um 120° zueinander phasenverschobene Steuerspannungen abzuleiten. Zu dem Zweck wird dem RC-Oszillator eine Zwischenstufe mit der Röhre V_2 (EL 41) nachgeschaltet. In deren Ausgangskreis liegt ein Transformator Tr_1 , dessen Sekundärwicklung mit den RC-Gliedern C_{12} , $R_{20} + R_{22}$, C_{13} , $R_{13} + R_{21}$ Phasenschieberbrücken bildet, die jeweils in ihrem Mittelzweig eine Wechselspannung gewünschter Phasenlage liefern. Diese Wechselspannungen sind ihrem Betrag nach gleich der Hälfte der Spannung der Sekundärwicklung. Zur Erzeugung von drei jeweils um 120° phasenverschobenen Gitterwechselspannungen sind nur zwei derartige phasenbestimmende Glieder erforderlich. Durch die Forderung nach einer Frequenzregelung ist es notwendig, eine parallel laufende Veränderung der Widerstände in den Phasenschieberkreisen vorzunehmen, um die konstante relative Phasenverschiebung von 120° zu gewährleisten. Aus diesem Grund werden die RC-Glieder der Phasenschieberkreise gemeinsam mit den frequenzbestimmen-

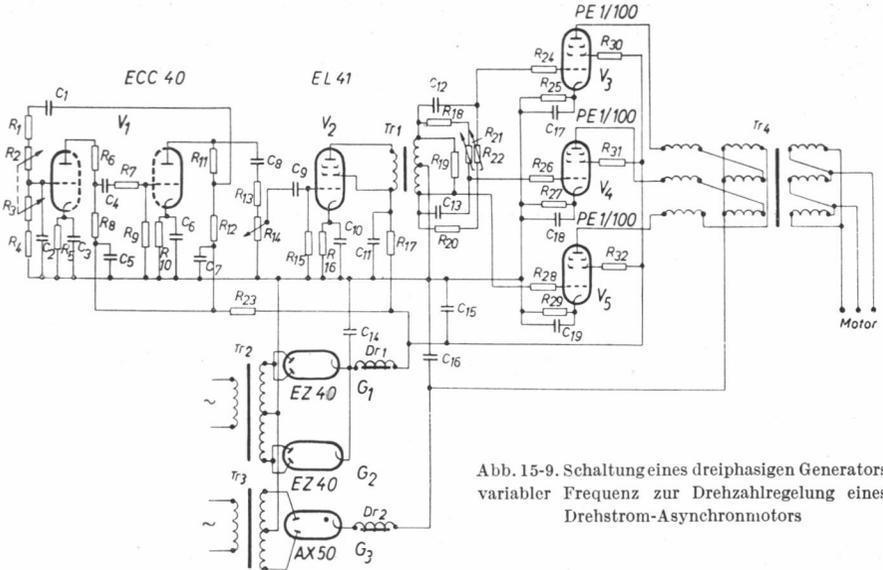


Abb. 15-9. Schaltung eines dreiphasigen Generators variabler Frequenz zur Drehzahlregelung eines Drehstrom-Asynchronmotors

$R_1 = 70 \text{ k}\Omega$
 $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_3 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_4 = 70 \text{ k}\Omega$
 $R_5 = 3 \text{ k}\Omega$
 $R_6 = 80 \text{ k}\Omega$
 $R_7 = 800 \text{ k}\Omega$
 $R_8 = 22 \text{ k}\Omega$
 $R_9 = 100 \text{ k}\Omega$
 $R_{10} = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{11} = 2,7 \text{ k}\Omega$
 $R_{12} = 2,7 \text{ k}\Omega$

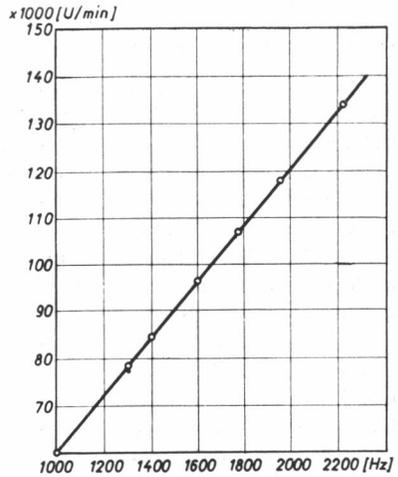
$R_{13} = 1 \text{ M}\Omega$
 $R_{14} = 1 \text{ M}\Omega$
 $R_{15} = 680 \text{ k}\Omega$
 $R_{16} = 130 \Omega$
 $R_{17} = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{18} = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{19} = 2 \text{ k}\Omega$
 $R_{20} = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{21} = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{22} = 10 \text{ k}\Omega$
 $R_{23} = 17 \text{ k}\Omega$
 $R_{24} = 1 \text{ k}\Omega$

$R_{25} = 230 \Omega$
 $R_{26} = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{27} = 230 \Omega$
 $R_{28} = 1 \text{ k}\Omega$
 $R_{29} = 230 \Omega$
 $C_1 = 800 \text{ pF}$
 $C_2 = 800 \text{ pF}$
 $C_3 = 25 \mu\text{F}$
 $C_4 = 0,01 \mu\text{F}$
 $C_5 = 0,5 \mu\text{F}$
 $C_6 = 25 \mu\text{F}$
 $C_7 = 0,5 \mu\text{F}$

$C_8 = 0,01 \mu\text{F}$
 $C_9 = 0,01 \mu\text{F}$
 $C_{10} = 25 \mu\text{F}$
 $C_{11} = 50 \mu\text{F}$
 $C_{12} = 10000 \text{ pF}$
 $C_{13} = 4000 \text{ pF}$
 $C_{14} = 8 \mu\text{F}$
 $C_{15} = 32 \mu\text{F}$
 $C_{16} = 32 \mu\text{F}$
 $C_{17} = 50 \mu\text{F}$
 $C_{18} = 50 \mu\text{F}$
 $C_{19} = 50 \mu\text{F}$

den Gliedern des RC-Oszillators geregelt. Die Drehwiderstände R_2 , R_3 , R_{21} , R_{22} sind daher auf einer gemeinsamen Achse angeordnet. Die Leistungsstufe wird aus den drei Sendependoten V_3 , V_4 , V_5 (PE 1/100) gebildet. In ihren Anodenkreisen liegen die Primärwicklungen des dreiphasigen Ausgangstransformators Tr_4 . Sekundärseitig wird der Motor angeschlossen. Um mögliche Unsymmetrien der Primärkreise auszugleichen, ist der Transformator primärseitig in Zick-Zack geschaltet. Das Gerät ist mit der angegebenen Röhrenbestückung für eine Ausgangsleistung von etwa 75 W bzw. 100 VA bei einer Ausgangsspannung von $3 \times 220 \text{ V}\Delta$ ausgelegt. Zur Erreichung einer weitestgehend sinusförmigen Spannung im Ausgangskreis arbeiten die drei Leistungsstufen im A-Betrieb. Die erforderliche Gittervorspannung wird durch die mit $50 \mu\text{F}$ verblockten Katodenwiderstände R_{25} , R_{27} , R_{29} gewonnen. Alle benötigten Betriebsspannungen werden eingebauten Netzgleichrichtern entnommen. Die Anodenspannungen für die Röhren PE 1/100 sind $600 \text{ V} =$, die übrigen Betriebsspannungen 250 V .

Abb. 15-10 stellt die Drehzahl des Motors in Abhängigkeit von der Generatorfrequenz im Leerlauf dar. Abb. 15-11 zeigt den Aufbau eines Versuchsgeräts.



Rechts:

Abb. 15-10. Motordrehzahl als Funktion der Frequenz

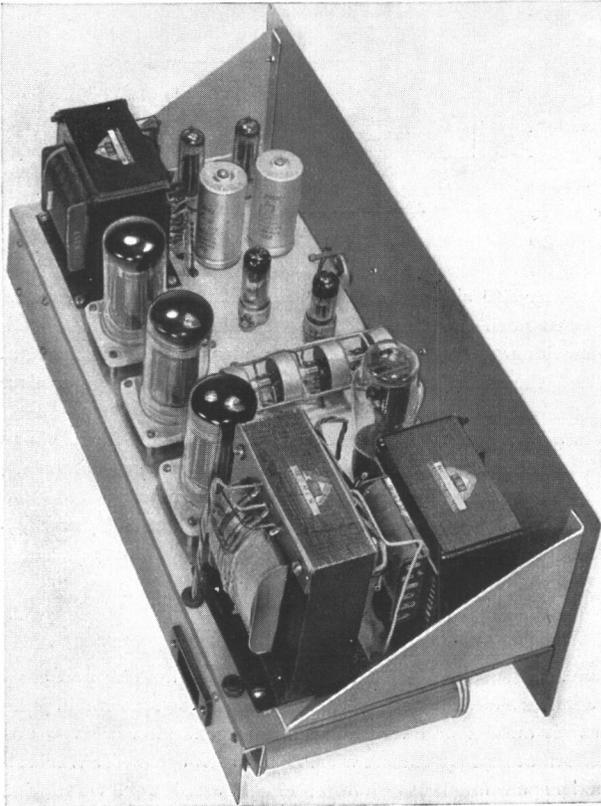


Abb. 15-11. Darstellung eines Versuchsgeräts nach der in Abb. 15-9 wiedergegebenen Schaltung

Elektronische Temperaturregelung

Ein sehr häufig auftretendes Problem ist die Temperaturregelung von Öfen, chemischen Bädern, Trockenkammern und dergleichen. Die Wärme wird hierbei durch elektrische Energie erzeugt, während die Temperatur sowohl von Hand als auch selbsttätig geregelt werden kann. Man verwendete zur Handregelung bisher bei kleinen Leistungen umschaltbare Heizwiderstände oder in bestimmten Fällen auch veränderbare Vorwiderstände, bei größeren Leistungen Regeltransformatoren. Vorwiderstände haben jedoch den Nachteil des nutzlosen Energieverbrauchs und stellen daher keine glückliche Lösung dar, während umschaltbare Heizwiderstände nur eine ziemlich grobe Regelung gestatten. Regeltransformatoren sind verhältnismäßig kostspielig; zudem werden das erhebliche Gewicht, der nicht geringe Platzbedarf und die vielfach umständliche Bedienung häufig als Nachteil empfunden. Demgegenüber läßt sich mit elektronischen Mitteln eine nahezu verlustlose Regelung erreichen, wozu noch der Vorteil der bequemen Bedienbarkeit, auch der Fernbedienung durch einen kleinen Drehknopf, Schalter oder dergleichen kommt. Außerdem kann das Regelgerät kleiner und leichter sein, so daß bei der Montage größere Freizügigkeit gegeben ist.

Das Prinzipschaltbild eines einfachen Geräts mit Handbedienung für Leistungen bis zu einigen kVA ist in *Abb. 15-12* zu sehen. Der Hauptstromkreis – mit starken Linien gezeichnet – enthält außer dem Verbraucher, der als Transformator mit nachgeschaltetem Heizwiderstand angenommen ist, zwei gegenparallel geschaltete Thyratrons T_1 und T_2 . Für die dieser Schaltung maximal entnehmbare Wirkleistung gilt die Beziehung

$$W = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \cdot I_a \cdot U_N \cdot \cos \varphi \quad (15.6)$$

worin I_a der maximale mittlere Anodenstrom je Röhre, U_N die Netzspannung und $\cos \varphi$ der Leistungsfaktor des Verbrauchers sind. Die beiden Röhren werden abwechselnd in jeder Periode durch eine im Gitterkreis auftretende Wechselspannung gezündet, die von den Sekundärwicklungen des Transformators Tr_2 geliefert wird. Die Phasenlage dieser Wechselspannung in bezug auf die Anodenspannung läßt sich durch eine Phasenbrücke verändern,

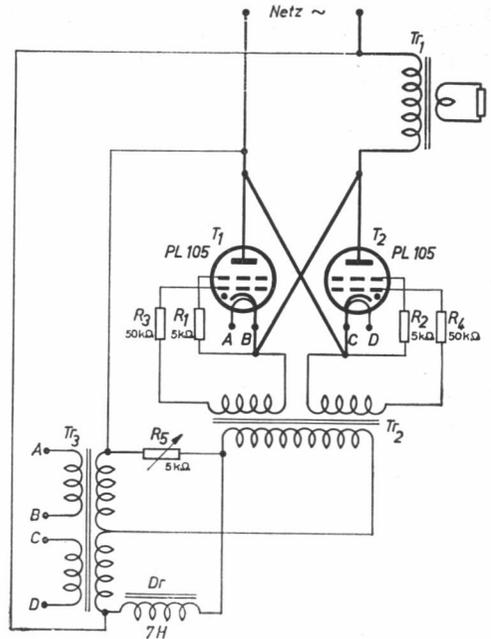


Abb. 15-12. Prinzipschaltbild eines Geräts zur Temperaturregelung von Hand

die aus Tr_3 , R_5 und der Selbstinduktion Dr besteht. Es handelt sich also um eine Horizontalsteuerung nach Abb. 3-9; der Zündwinkel ist über den Regelwiderstand R_5 innerhalb eines Bereichs von nahezu 180° veränderbar. Damit ist auch die Regelung des durch die Schaltung fließenden Wechselstroms vom Maximalwert bis praktisch zum Werte Null möglich. Natürlich kann der Regelwiderstand R_5 zur Fernbedienung über ein entsprechendes Kabel an getrenntem Ort eingebaut werden.

Temperaturregelgerät für große Leistungen

Häufig wird das Regeln von weitaus größeren Leistungen bis zu mehreren hundert kVA verlangt. Ignitronröhren in einer ähnlichen Schaltungsanordnung sind hierzu geeignet. Abb. 15-13 zeigt das Prinzipschaltbild, bei dem die Hilfsstromkreise für das Anheizen der

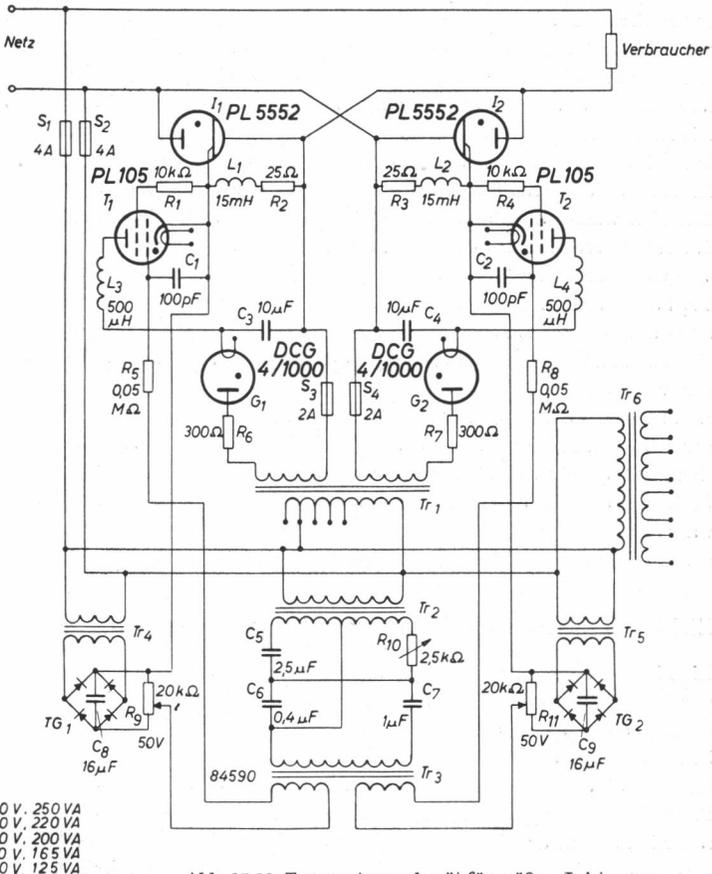


Abb. 15-13. Temperaturregelgerät für größere Leistungen

Röhren, die Kühlwasserkontrolle usw. der Übersichtlichkeit halber weggelassen sind. Es ist ein Verbraucher angenommen, dessen Leistungsfaktor nahezu Eins ist, d.h. Strom und Spannung sind praktisch in Phase. In diesem Falle kann eine Zündschaltung für die Ignitronröhren ähnlich der in *Abb. 5-8* gezeigten nicht angewandt werden. Der Grund liegt darin, daß zu Beginn jeder Stromhalbperiode der Momentanwert der an den Ignitronröhren auftretenden Spannung noch nicht groß genug ist, um eine sichere Funktion der Zündelektrode zu gewährleisten. Es ist daher im vorliegenden Fall eine als „Kondensatorzündung“ bekannte Schaltung vorgesehen, die in ähnlicher Form bereits in *Abb. 13-17* dargestellt und besprochen wurde. Die zur Betätigung der Zündelektrode einer Ignitronröhre benötigte Energie wird durch die Entladung eines Kondensators geliefert, so daß der Zündvorgang unabhängig von der jeweiligen Größe der Anodenspannung bzw. vom Zündwinkel ist. Der Kondensator C_3 wird während der negativen Halbperiode der Wechselspannung über die Gleichrichterröhre G_1 auf ein Potential von etwa 500 V aufgeladen. Diese Spannung liegt an der Serienschaltung von dem Thyatron T_1 und der Zündelektrode des Ignitrons I_1 . Wenn nun T_1 durch einen im Gitterkreis auftretenden positiven Impuls gezündet wird, entlädt sich C_3 über T_1 und die Zündelektrode, so daß durch den so entstehenden hohen Stromstoß die Zündung von I_1 eingeleitet wird, selbst wenn der Momentanwert der Spannung an der Hauptanode nur wenig höher als die Bogenspannung ist. Die Induktivität L_3 ist bestrebt, den Entladestrom aufrechtzuerhalten und verursacht eine kurzzeitige negative Aufladung von C_3 , wodurch T_1 wieder gelöscht wird. In der darauffolgenden Halbperiode wird I_2 in entsprechender Weise über C_4 und T_2 gezündet, und C_3 lädt sich wieder auf das ursprüngliche Potential auf. Die Thyatrons T_1 und T_2 werden durch positive Impulse gezündet, die in dem Transformator Tr_3 entstehen; ihre Phasenlage wird durch eine *RC*-Phasenbrücke in bekannter Weise beeinflusst. Der Transformator Tr_1 hat mehrere Anzapfungen an der Primärwicklung, um die Ladespannung von C_3 , C_4 und damit die den Zündelektroden von I_1 , I_2 zugeführte Energie auf den günstigsten Wert einstellen zu können. Der durch dieses Gerät regelbare Maximalstrom hängt von der Größe der verwendeten Ignitronröhren ab; bei Verwendung von zwei *Valvo*-Röhren PL 5555 z. B. ist er etwa 450 A_{eff}. Wesentlich ist, daß bei Verwendung einer kleineren Type, z. B. der PL 5552, keine weiteren Schaltmittel verändert oder ausgewechselt zu werden brauchen, so daß ein solches Gerät im Bedarfsfall schnell, lediglich durch Auswechseln des Ignitrons, auf eine andere Leistung umzustellen ist. Es empfiehlt sich jedoch, bei der Auswahl der Röhren eine gewisse Reserve einzukalkulieren und die Ignitrons nicht ständig an der oberen Grenze ihrer Leistungsfähigkeit arbeiten zu lassen.

Elektronische Konstanthaltung von Temperaturen

Eine immer wieder gestellte Aufgabe ist die Konstanthaltung einer Temperatur auf einen gegebenen Wert oder innerhalb bestimmter, vorgewählter Grenzen. Die Schaltung eines solchen automatisch arbeitenden Regelgerätes ist in *Abb. 15-14* dargestellt. Nicht gezeigt ist der „Temperaturfühler“, der aus einem Thermoelement mit Verstärker und angeschlossenem Galvanometer bestehen mag. Mit der Galvanometerachse ist der Schleifer des Potentiometers R_{15} gekoppelt, dessen Einstellung somit ein Maß für die jeweilige Temperatur ist, und zwar wird der Schleifer nach der positiven Seite verschoben, wenn die Temperatur ansteigt. Mit dem Potentiometer R_{17} , dessen Skala in Temperaturgraden geeicht

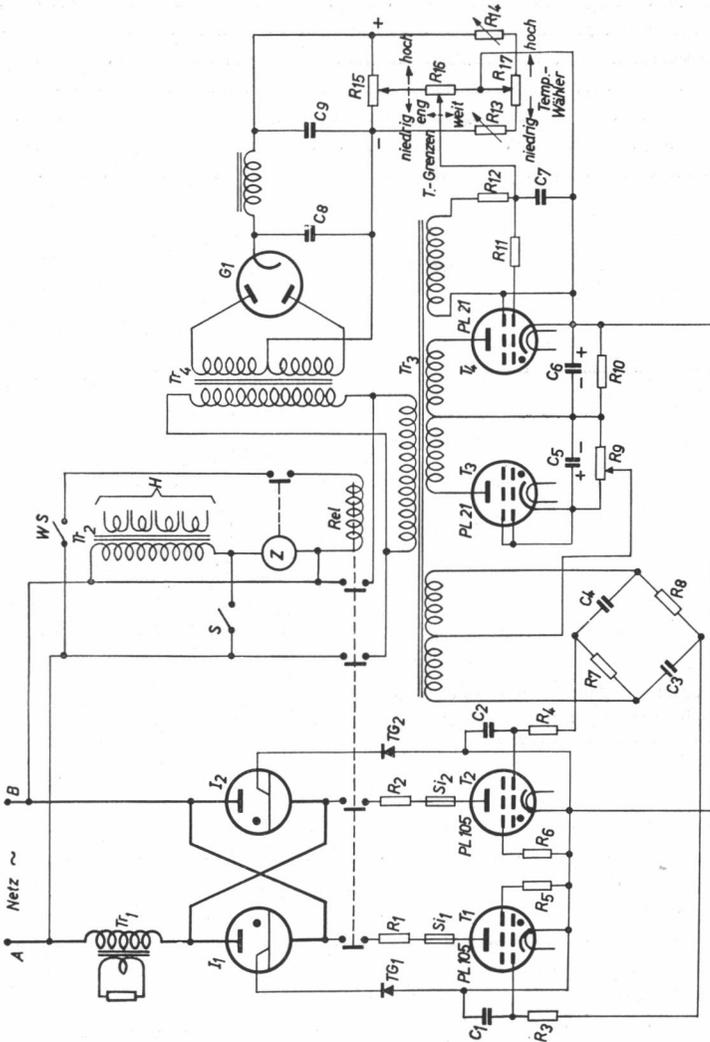


Abb. 15-14. Regelgerät zur automatischen Konstanthaltung einer Temperatur

sein kann, wird der gewünschte Temperaturwert eingestellt. Angenommen, dieser Wert sei wesentlich höher als die tatsächlich herrschende Temperatur, so entsteht an dem Potentiometer R_{16} eine Spannungsdifferenz solcher Polarität, daß das Steuergitter des Kleintyratrons T_4 negativ gegenüber der Katode wird. Die Röhre erhält außer dieser negativen Gittergleichspannung noch eine Gitterwechselspannung, die an dem Kondensator C_7 abfällt. Sorgt man dafür, daß der Wechselstromwiderstand von C_7 klein gegenüber R_{12} ist,

so ist, wie *Abb. 15-15* zeigt, die Spannung an C_7 annähernd um 90° gegenüber der Anodenspannung verzögert. Es handelt sich also um eine Vertikalsteuerung der Röhre T_4 , die jedoch vorerst noch nicht wirksam ist, da das Steuergitter durch die an R_{16} abgegriffene Spannung stark negativ vorgespannt ist. T_4 bleibt somit völlig gesperrt, und an C_6 herrscht keine Spannung. Dagegen ist die als Diode geschaltete Röhre T_3 gezündet, und an C_5 entsteht eine Spannung mit der angegebenen Polarität, die über R_9 teilweise im Gitterkreis der beiden Thyratrons T_1 , T_2 wirksam ist. Diese beiden Röhren verursachen abwechselnd

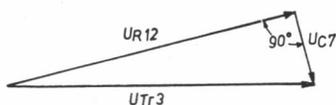
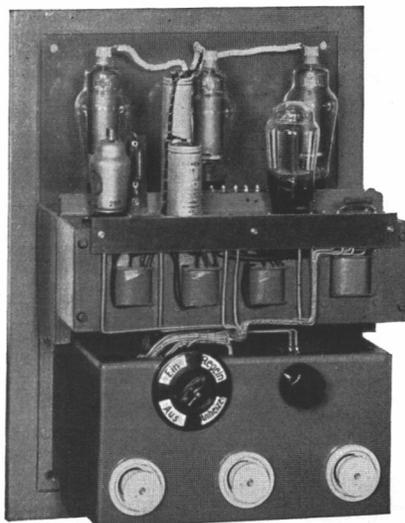


Abb. 15-15. Vektordiagramm zu Abb. 15-14



Rechts:

Abb. 15-16. Praktische Ausführung eines elektronisch gesteuerten Temperaturregelgeräts für 1,5 kW Ausgangsleistung (Werkbild: *Dr.-Ing. Jovy*)

die Zündung der Ignitrons I_1 , I_2 , ähnlich wie in der Schaltung nach *Abb. 5-8*; sie sind hier jedoch so geschaltet, daß die beiden Katoden gemeinsames Potential haben und somit Vertikalsteuerung angewandt werden kann. Angenommen, der Pol A des Netzes sei positiv, so vermag das Ignitron I_1 Strom durchzulassen, wenn seine Zünderode betätigt wird. Haben sich die Kontakte des Relais Rel nach Ablauf der Anheizzeit geschlossen, dann erhält auch die Anode von T_2 positive Spannung. Zündet diese Röhre, so fließt ein Strom von A über T_2 , den Trockengleichrichter TG_1 und die Zünderode von I_1 nach B , wodurch die Hauptentladung in I_1 einsetzt. Die Sperrwirkung von TG_2 verhindert, daß ein Teilstrom über den Zünder von I_2 fließt, wodurch dessen Beschädigung vermieden wird. In entsprechender Weise erfolgt die Zündung von I_2 in der darauffolgenden Halbperiode. Die beiden Röhren T_1 und T_2 erhalten über R_7 , C_4 und R_8 , C_3 zwei um 90° phasengedrehte Gitterwechselspannungen; außerdem ist in dem bisher betrachteten Betriebszustand die an C_5 stehende positive Gleichspannung vorhanden, so daß beide Röhren ohne Verzögerung zünden und der volle Strom durch die Ignitrons fließen kann. Hierdurch erhöht sich allmählich die Ofentemperatur; die an R_{16} stehende Spannungsdifferenz nimmt langsam ab. Kurz vor Erreichen der Solltemperatur beginnt die Vertikalsteuerung von T_4 wirksam zu

werden und läßt diese Röhre zunächst mit großem, dann immer kleiner werdendem Zündwinkel zünden. Hierdurch entsteht ein allmählich wachsender Spannungsabfall an R_{10} , der C_6 entsprechend auflädt. Diese Spannung ist gegen die an R_9 abgegriffene Spannung geschaltet. Ist die Solltemperatur ungefähr erreicht, dann kompensieren sich beide Spannungen, und im Gitterkreis von T_1 , T_2 herrscht die Gleichspannung Null. Damit zünden diese Röhren etwa mit 90° Zündverzögerung; durch die Ignitrons fließt ein verminderter Strom, der ausreichend sein mag, um die im Ofen entstehenden Wärmeverluste zu decken. Ist er jedoch zu groß, so steigt die Temperatur weiter an, wodurch in der beschriebenen Weise der Strom sich vermindert, bis etwas oberhalb der Solltemperatur T_4 ohne Zündverzögerung arbeitet und durch die jetzt weit überwiegende Spannung an C_6 die Röhren T_1 , T_2 völlig gesperrt sind. Sinkt nunmehr die Temperatur, so öffnen sich die Röhren allmählich wieder und wirken dem Temperaturrückgang entgegen, bis sich schließlich ein Gleichgewichtszustand eingestellt hat. Während mit R_{17} die Solltemperatur vorgewählt werden kann, dient R_{16} zum Einstellen der Grenzen, innerhalb derer die Temperatur um den Sollwert pendelt. Offenbar sind diese um so enger, je größer die Differenzspannung ist, die durch R_{16} abgegriffen wird. Die Widerstände R_{13} und R_{14} dienen zur einmaligen Eichung der Temperaturskala des Wählers R_{17} . Schließen des Schalters S schaltet das Gerät ein, worauf sich die Röhren vorheizen. Das Verzögerungsrelais Z schließt sodann seinen Kontakt, und Rel schaltet die Anodenspannungen ein, vorausgesetzt, daß genügend Kühlwasser für die Ignitrons fließt und der Wasserschloßkontakt WS geschlossen ist.

Abb. 15-16 zeigt die praktische Ausführung eines elektronisch gesteuerten Temperaturregelgeräts für eine Heizleistung von 1,5 kW (Dr.-Ing. Jovy).

16. Elektronische Schweißzeitbegrenzung

Die Elektronik hat mit der automatischen Zeitbegrenzung bei Widerstands-Schweißmaschinen ein besonders vielseitiges und wichtiges Anwendungsgebiet gefunden. Bereits an anderer Stelle (Teil I.5) wurde gezeigt, wie der primärseitige Stromkreis eines Schweißtransformators statt durch ein elektromagnetisches Schaltschütz mit Vorteil durch

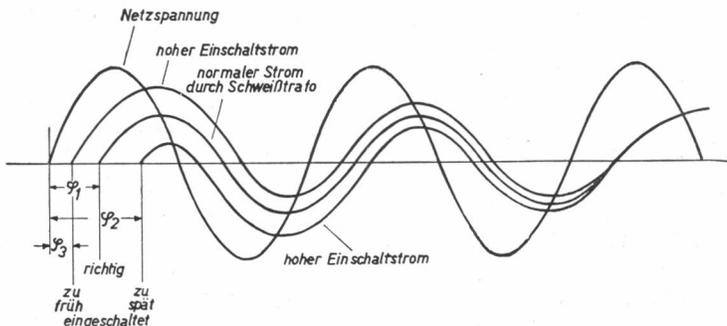


Abb. 16-1. Einschaltströme bei nichtphasenrichtigem Einschalten

zwei antiparallel geschaltete Ignitronröhren geschlossen und geöffnet werden kann. Besonders bei Schweißmaschinen höherer Leistung ist die Einführung elektronisch arbeitender Schaltmittel notwendig, da bei mechanischen Schaltern die Gefahr des Kontaktabbrandes auftritt, der die Lebensdauer verkürzt und zu unzuverlässigem Arbeiten der Maschine sowie zu ungleichmäßiger Qualität der Schweißung führt. Ein weiterer, sehr schwerwiegender Nachteil vieler mechanischer Schalter ist die Unmöglichkeit, den Schweißstrom stets phasenrichtig, d. h. im Augenblick des Nulldurchgangs, einzuschalten. Dies sei an Hand der *Abb. 16-1* erläutert. Wird der Stromkreis ein wenig früher oder auch später geschlossen, als es dem $\cos \varphi$ des Schweißtransformators entspricht, so treten hohe Einschaltströme auf, die nicht allein sehr ungleichmäßige Schweißungen verursachen, sondern in manchen Fällen auch zum Ausfall der Hauptsicherungen führen können. Diese Gefahr läßt sich bei Verwendung von Ignitronschützen mit Sicherheit vermeiden, da es möglich ist, durch richtige Einstellung des Zündwinkels den Strom genau im Nulldurchgang zu schalten. Darüber hinaus kann durch den verzögerten Zündensatz der Ignitronröhren die dem Werkstück zugeführte Energie stufenlos geregelt werden. Die bei der Schweißung in Wärme umgesetzte Energie ist

$$E = I^2 \cdot R \cdot t \quad (16.1)$$

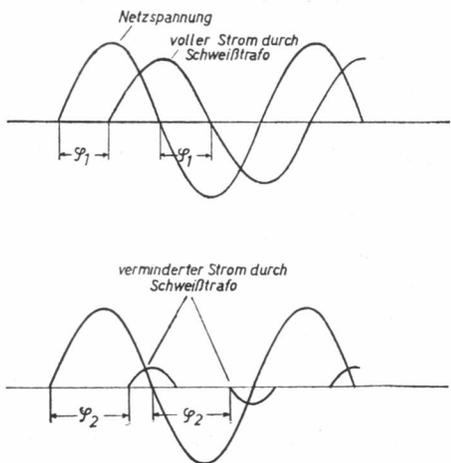


Abb. 16-2. Verringern des Schweißstroms durch Vergrößern des Zündwinkels der Ignitronröhren

Eine Beeinflussung von E ist also nicht allein durch die Größe der Schweißzeit t , sondern auch durch I möglich. *Abb. 16-2* zeigt, wie durch Vergrößern des Zündwinkels der Ignitronröhren der Strom durch den Schweißtransformator bis herab auf den Wert Null regelbar ist. Bei mechanischen Schaltern kann man einen ähnlichen Effekt nicht erreichen, denn schließt der Kontakt zu einem späteren Zeitpunkt, als es dem $\cos \varphi$ des Schweißtransformators entspricht, so wird, wie *Abb. 16-1* zeigt, zwar der Strom in dieser Halbperiode verringert, jedoch nimmt er in der darauffolgenden Halbperiode ganz erheblich zu. Weiterhin muß man sich vergegenwärtigen, daß der durch die Ignitronröhren fließende hohe Strom bis zum Ende jeder Halbperiode fort dauert, wobei er beinahe

stetig zu Null wird. In gleicher Weise wird der Stromfluß in jeder Schweißperiode beendet. Die Stromunterbrechung durch einen mechanischen Schalter dagegen erfolgt möglicherweise mitten in einer Halbperiode, wodurch ganz beträchtliche Spannungsspitzen über der Primärwicklung des Transformators entstehen, die zu ernsthaften Beschädigungen des Geräts führen können.

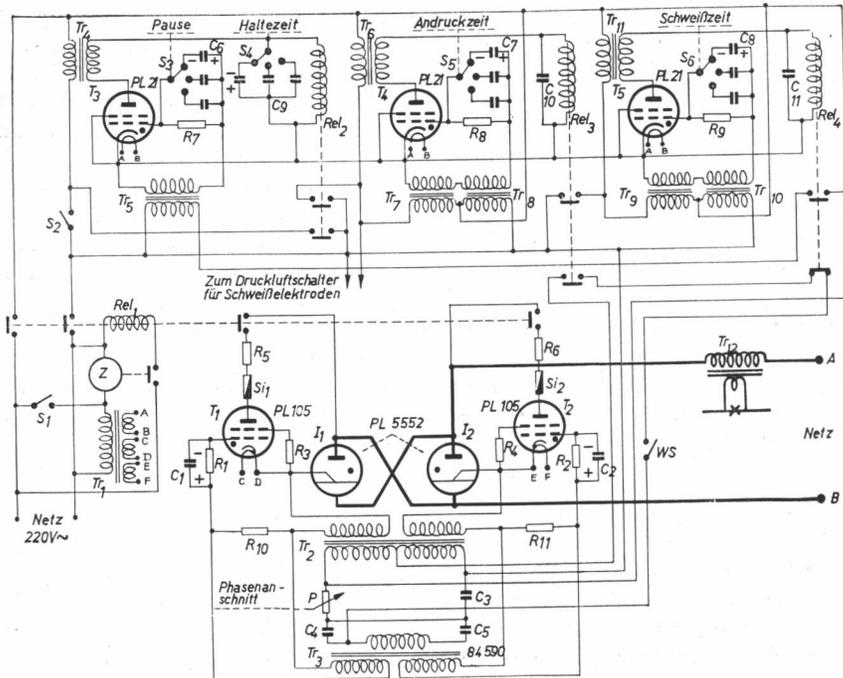


Abb. 16-3. Elektronischer Schweißschalter mit Zeitgeber für Andruckzeit, Schweißzeit, Haltezeit und Schweißpause

Elektronische Steuerung von Stumpfschweißmaschinen

Bei Schweißmaschinen spielt nun nicht allein die eigentliche Schweißzeit eine Rolle, sondern das Einführen des Werkstücks und das Andrücken der Elektroden, das häufig durch Preßluft erfolgt, erfordert ebenfalls eine gewisse Zeitspanne, die Andruckzeit. Nach erfolgter Schweißung sollen die Elektroden vielfach noch eine Weile geschlossen bleiben, um das geschmolzene Metall erkalten zu lassen; diese Spanne ist die Haltezeit. Schließlich wird noch eine Schweißpause benötigt, um die Elektroden zu öffnen und das Werkstück zu entfernen. Wir haben es also mit vier aufeinanderfolgenden Zeitspannen zu tun, die sich im allgemeinen periodisch wiederholen. Es liegt daher nahe, diese Zeitenfolge durch einen automatisch arbeitenden Taktgeber bestimmen zu lassen. Das Prinzipschaltbild einer solchen elektronischen Anordnung ist in *Abb. 16-3* dargestellt. Das Gerät wird durch den Schalter S_1 eingeschaltet; dadurch bekommt der Heiztransformator Tr_1 Spannung, und die Röhren $T_1 \dots T_5$ werden vorgeheizt. Nach Ablauf der Anheizzeit schließt das Verzögerungsrelais Z seinen Kontakt; das Schütz Rel_1 zieht an. Hierauf ist das Gerät arbeitsbereit, falls genügend Kühlwasser für die Ignitronröhren fließt und der Kontakt WS des Wasserschlosses geschlossen ist. Der Hauptstromkreis ist der Übersichtlichkeit halber mit starken

Linien gezeichnet. Der Schweißstrom fließt vom Punkte A über den Schweißtransformator Tr_{12} und die beiden antiparallel geschalteten Ignitronröhren I_1 und I_2 zum Punkte B zurück. Die Röhren I_1 bzw. I_2 werden abwechselnd durch die beiden Thyatronen T_1 bzw. T_2 dadurch gezündet, daß ein kurzzeitiger Stromstoß von etwa $100 \mu s$ Dauer und etwa $40 A$ z. B. über die Röhre T_1 und die Zündelektrode von I_1 fließt. Dies ist jedesmal dann der Fall, wenn T_1 durch einen im Gitterkreis auftretenden positiven Spannungsimpuls gezündet wird. Sobald dann das Ignitron I_1 gezündet hat, d. h. die Entladung zwischen der flüssigen Quecksilberkatode und der Hauptanode eingeleitet ist, bricht die Spannung zwischen diesen beiden Elektroden auf den Wert der Bogenspannung, also etwa $16 V$, zusammen. In diesem Augenblick nimmt die Anode von T_1 ein noch niedrigeres Potential an, wodurch diese Röhre gelöscht wird. Falls jedoch die Zündung von I_1 durch irgendeine Ursache ausbleiben sollte, würde der volle Zündstrom von mehr als $40 A$ während der ganzen Halbperiode über das Thyatron fließen, was seine Zerstörung zur Folge hätte. In die Anodenzuleitung ist daher eine Schmelzsicherung (Si_1 bzw. Si_2) eingeschaltet, die genügend träge ist, um den kurzzeitigen hohen Stromimpulsen zu widerstehen, die jedoch bei länger anhaltendem Zündstrom durchbrennt.

Die Gitterstromkreise der Röhren T_1 und T_2 sind in gleicher Weise geschaltet, so daß wir uns z. B. auf die Betrachtung von T_1 beschränken können. Der Gitterkreis enthält den mit einem Kondensator C_1 überbrückten Schutzwiderstand R_1 , eine Sekundärwicklung des Transformators Tr_2 , die eine gegenüber der Anodenspannung um 180° phasengedrehte Wechselspannung liefert, und eine Sekundärwicklung des Impulstransformators Tr_3 . Während der negativen Halbperiode der Anodenspannung fließt dank Tr_2 ein positiver Gitterstrom, der infolge des Spannungsabfalls an R_1 den Kondensator C_1 mit der angegebenen Polarität auflädt. In der darauffolgenden Halbperiode addiert sich diese Spannung zu der dann negativen Spannungshalbwelle von Tr_2 , so daß Röhre T_1 mit Sicherheit gelöscht bleibt, wenn nicht durch Tr_3 ein positiver Spannungsimpuls in den Gitterkreis geliefert wird. Die Primärwicklung von Tr_3 liegt über die Kontakte von Rel_3 , Rel_4 und WS am Ausgang einer Phasenbrücke, wie sie bereits ausführlich beschrieben wurde. Die Phasenlage kann durch Verändern des Regelwiderstands P eingestellt werden, womit sich dann der Zündwinkel von I_1 , I_2 in entsprechender Weise verändert.

Die zu der Zeitgeberschaltung gehörenden Klein-Thyatronen T_3 , T_4 , T_5 sind zunächst gelöscht. Die Transformatoren Tr_8 und Tr_{10} liefern jedoch eine Wechselspannung, die über die Gitter-Katoden-Strecke der Röhren T_4 und T_5 die Kondensatoren C_7 und C_8 mit der angegebenen Polarität auflädt. Wird nun der Betätigungsschalter S_3 geschlossen, so zündet T_3 , da im Gitterkreis keine negative Spannung vorhanden ist. Durch den Anodenstrom, der über Rel_2 fließt, wird C_9 wie angegeben aufgeladen. Rel_2 zieht an und schließt seine Kontakte, wodurch S_2 überbrückt und der Druckluftschalter für das Schließen der Schweißelektroden betätigt wird. Gleichzeitig erhält T_4 über Tr_6 Anodenspannung; ebenso wird Tr_7 an das Netz geschaltet. Hierdurch tritt im Gitterkreis von T_4 eine zusätzliche Wechselspannung auf, die mit der von Tr_8 gelieferten Spannung dem Betrage nach gleich, jedoch ihr gegenüber um 180° phasengedreht ist. Diese Spannungen heben sich also gegenseitig auf, so daß nur die von C_7 gelieferte negative Spannung wirksam ist und die Zündung von T_4 verhindert. C_7 entlädt sich jedoch allmählich über R_8 , wodurch die Andruckzeit geliefert wird. Mit dem Umschalter S_5 können wahlweise Kapazitäten verschiedener Größe

in den Kreis eingeschaltet werden, und so kann die Andruckzeit entsprechend verändert werden. Sobald C_7 nahezu entladen ist, zündet T_4 , worauf Rel_3 anzieht und seine Kontakte schließt. Hierdurch wird Tr_3 unter Spannung gesetzt, und die Schweißzeit beginnt. Gleichzeitig wird T_5 über Tr_{11} mit Anodenspannung versorgt und die bisher durch Tr_{10} in den Gitterkreis dieser Röhre gelieferte Spannung durch Zuschalten einer von Tr_9 erzeugten, gleich großen, aber um 180° phasengedrehten Spannung kompensiert. Somit ist im Gitterkreis allein die negative Spannung von C_8 wirksam, die T_5 am Zünden hindert. C_8 , dessen Größe durch S_6 verändert werden kann, entlädt sich über R_9 und liefert so die Schweißzeit. Schließlich zündet T_5 , worauf Rel_4 anzieht und die Schweißzeit beendet. Gleichzeitig wird der Transformator Tr_5 eingeschaltet, der in den Gitterkreis von T_3 eine Spannung liefert, die um 180° gegenüber der Anodenspannung phasengedreht ist und über die Gitter-Katoden-Strecke den Kondensator C_6 mit der angegebenen Polarität auflädt. T_3 wird dadurch sofort gelöscht; das Relais Rel_2 fällt jedoch erst ab, nachdem sich der Kondensator C_9 , dessen Größe mit S_4 wählbar ist, entladen hat. Hiermit ist die Haltezeit gegeben.

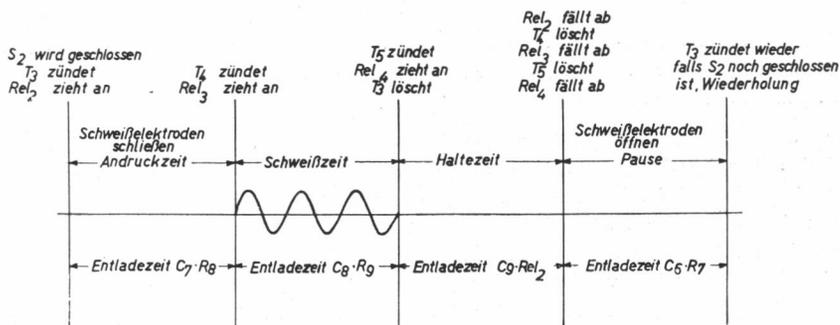


Abb. 16-4. Zeitlicher Ablauf eines Schweißzyklus nach Abb. 16-3

Schließlich fällt Rel_2 ab, wodurch der Druckluftschalter zum Öffnen der Schweißelektroden betätigt wird. Gleichzeitig löscht T_4 , worauf Rel_3 abfällt und T_5 löscht. Damit fällt auch Rel_4 ab, wodurch Tr_5 stromlos wird. C_6 , dessen Größe durch S_3 vorgewählt werden kann, hat nun Gelegenheit, sich über R_7 zu entladen, womit die Schweißpause gegeben ist. Falls der Betätigungsschalter noch geschlossen ist, wird nach Entladung von C_6 die Röhre T_3 wieder zünden und der Zyklus von neuem beginnen; andernfalls bleibt der Zeitgeber nun in Ruhe. Durch einmaliges „Antippen“ von S_2 kann also jeweils eine Zeitenfolge zum Ablauf gebracht werden, während der Zyklus sich beliebig oft wiederholt, solange S_2 geschlossen ist. In Abb. 16-4 ist der Übersichtlichkeit halber der gesamte Ablauf nochmals schematisch dargestellt.

An Stelle der vorgesehenen Ignitronröhren *Valvo* PL 5552 können natürlich ohne weiteres solche größerer Leistung verwendet werden, wodurch die Schaltung z. B. auch für schwere Stumpfschweißmaschinen geeignet wird.

Selbsttätige Steuerung von Nahtschweißmaschinen

Bei der Herstellung von Nahtschweißungen werden häufig so hohe Ansprüche in bezug auf Güte und gleichbleibende Qualität gestellt, daß die Genauigkeit von mechanisch arbeitenden Schaltschützen nicht mehr ausreicht. Hinzu kommt noch, daß die Netzspannung in Industriebetrieben häufig schwankt, zumal bei gleichzeitigem Betrieb mehrerer Schweißmaschinen, was zu Ungleichmäßigkeiten der Schweißung führt. Diese Schwierigkeiten treten nicht auf, wenn an Stelle des mechanischen Schaltschützes zwei gegenparallel geschaltete Ignitronröhren verwendet werden, deren Steuerung selbsttätig auf rein elektronischem Wege erfolgt. In *Abb. 16-5* ist die Schaltung eines automatisch arbeitenden elektronischen Schweißtakters dargestellt. Das Gerät hat einen elektronischen Zeitgeber mit unabhängig voneinander einstellbarer Schweißzeit und -pause (fortlaufender Steppetrieb) und Umschaltung auf Einzelpunkt, ferner eine Einrichtung zur stufenlosen Regelung des Phasenanschnitts von Hand, die gleichzeitig zur automatischen Kompensation von Netzspannungsschwankungen dient. Schließlich ermöglicht eine Kunstschaltung die Ausnutzung fast der gesamten Halbwellen, ohne daß, wie es sonst gelegentlich zu beobachten ist, das Ignitron in der zweiten Halbwelle nicht zündet. Sämtliche Vorgänge laufen auf rein elektronischem Wege ab, so daß außer den Betätigungsknöpfen und Schaltern und einem Relais für das Anheizen der Steuerröhren keinerlei mechanische Schaltschütze usw. benötigt werden.

Der Hauptstromkreis ist der Übersichtlichkeit halber mit starken Linien gezeichnet. Er enthält außer dem Schweißtransformator Tr_1 die beiden gegenparallel geschalteten Ignitronröhren I_1 und I_2 . Um die Zündung dieser Röhren zu jedem gewünschten Zeitpunkt innerhalb der Halbperiode bewirken zu können, liegen in den Stromkreisen der beiden Zündelektroden die Thyratrons T_1 und T_2 , die in der Lage sind, kurzzeitig einen Stromstoß von etwa 40 A über die Zündelektrode fließen zu lassen. Zum Einschalten des Geräts wird Schalter S_1 geschlossen, worauf über den Transformator Tr_{1a} die Hilfsröhren vorgeheizt werden. In *Abb. 16-5* ist der Einfachheit halber ein zentraler Heiztransformator vorgesehen; in der Praxis wird man jedoch zweckmäßigerweise mehrere getrennte Heiztransformatoren verwenden. Nach Ablauf der Anheizzeit schließt das Verzögerungsrelais Z seinen Kontakt, worauf das Relais Rel anzieht und die verschiedenen Transformatoren des Steuerteils unter Spannung setzt. Gleichzeitig werden die Kontakte A und B , die zu Rel gehören, geschlossen. Sobald jetzt die Thyratrons T_1 und T_2 zu einem bestimmten Zeitpunkt in der jeweils positiven Halbperiode über ihre Gitter gezündet werden, zünden die zugeordneten Ignitronröhren in bekannter Weise. In den Gitterkreisen von T_1 und T_2 liegen die Sekundärwicklungen des Transformators Tr_3 ; sie liefern zwei Spannungen, die sich in Gegenphase zu der an den Anoden von T_1 und T_2 bzw. I_1 und I_2 stehenden Eingangswechselspannung (im folgenden kurz als Arbeitsspannung bezeichnet) befinden. Außerdem liegen in den Gitterkreisen die Sekundärwicklungen des Impulstransformators Tr_2 . Es ergibt sich somit ein Verlauf der Gitter- und Anodenspannung der Röhren T_1 und T_2 , wie er in *Abb. 16-6* dargestellt ist, d. h., es handelt sich um eine Horizontalsteuerung mit phasenverschobenen Impulsen. Die Primärwicklung von Tr_2 liegt im Ausgangskreis einer Art Zweiphasen-Gleichrichterschaltung, die aus dem Transformator Tr_4 und den beiden edelgasgefüllten Klein-Thyratrons T_3 und T_4 (*Valvo* PL 21) besteht. Offenbar fließt jedesmal, wenn T_3 oder T_4 zündet, ein Stromstoß durch

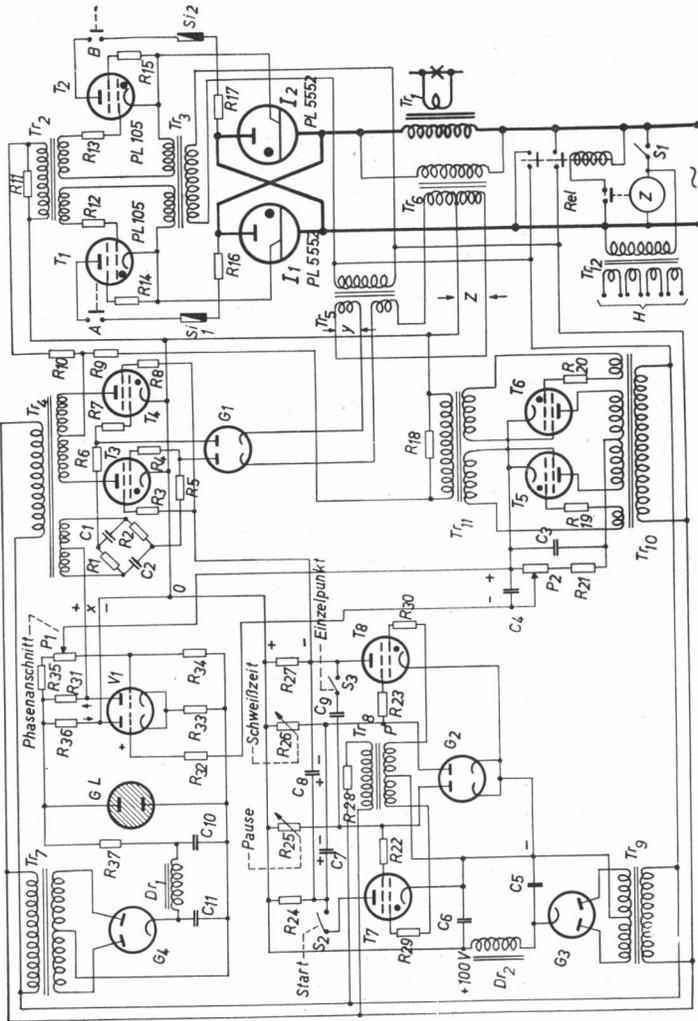


Abb. 16-5. Schaltbild eines automatisch arbeitenden elektronischen Schweißstakters für Nahtschweißmaschinen

T_{r_2} , wodurch im gleichen Moment ein entsprechender Impuls in die Gitterkreise von T_1 und T_2 geliefert wird. Ist die Zündung von T_3 und T_4 um einen gewissen Winkel in der Phase gegenüber der Arbeitsspannung verzögert, so erfolgen die Impulse und damit die Zündung von T_1 , T_2 und I_1 , I_2 mit der gleichen Phasenverzögerung. Der Zündwinkel der Röhren T_3 und T_4 wird durch Vertikalsteuerung beeinflusst; an den Steuergittern liegt eine um 90° phasengedrehte Wechselspannung, die der RC -Kombination R_1C_1 , R_2C_2 entnommen wird. Außerdem ist eine variable Gittergleichspannung X überlagert; sie kann zwischen positiven und negativen Werten variieren, so daß der Zündwinkel der Röhren T_3 , T_4 innerhalb des Bereichs von etwa $0 \dots 180^\circ$ veränderbar ist. Die variable Gittergleichspannung X wird an den beiden Anoden der Doppeltriode V_1 (ECC 40) abgegriffen. Diese

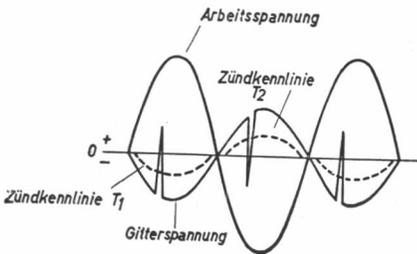


Abb. 16-6

Verlauf von Anoden- und Gitterwechselspannung der Röhren T_1 und T_2 nach Abb. 16-5

Röhre wird hier in einer Gleichspannungsverstärkerschaltung benutzt, die in der amerikanischen Literatur als „long-tailed pair“ (langschwänziges Paar) bekannt ist. Die Anoden liegen über zwei gleich große Widerstände R_{36} , R_{31} an der positiven Speisespannung, die durch die Stabilisatorröhre GL konstantgehalten wird. Die Katoden sind über einen gemeinsamen, verhältnismäßig hohen Widerstand R_{33} mit dem Minuspol verbunden; das Steuergitter der rechten Triode liegt an einem aus den Widerständen P_1 , R_{34} und R_{35} gebildeten Spannungsteiler. Angenommen, das Steuergitter der linken Triode

habe das gleiche Potential, so fließt durch beide Trioden der gleiche Strom, und die Spannungsdifferenz an den Anoden ist Null. Erhöht man das Potential des linken Gitters, so läßt die linke Triode mehr Strom durch, und das Potential der linken Anode erniedrigt sich. Gleichzeitig wächst jedoch auch der Strom durch den gemeinsamen Katodenwiderstand; hierdurch erniedrigt sich die an dem rechten Gitter wirksame Spannung, und das Potential der rechten Anode wächst. Es entsteht somit zwischen den Anoden eine Spannung mit der angegebenen Polarität, wodurch das Niveau der Gitterwechselspannung von T_3 , T_4 gehoben und der Zündpunkt vorverlegt wird. Eine Erniedrigung des Potentials des linken Gitters ruft den umgekehrten Effekt hervor.

Der Transformator $T_{r_{10}}$ bildet mit den Thyratrons T_5 , T_6 einen Gleichrichter, dessen an P_2 , R_{21} stehende Ausgangsspannung ein Maß für die Größe der Arbeitsspannung ist. Ein Teil dieser Spannung wird an P_2 abgenommen und mit einer konstanten, an P_1 abgegriffenen Bezugsspannung verglichen. Die Differenz liegt am linken Steuergitter von V_1 . Nimmt nun die Arbeitsspannung z. B. infolge einer starken Netzbelastung ab, verringert sich auch die an P_2 abgenommene Spannung, wodurch das Potential des linken Gitters von V_1 steigt. Hierdurch wird in der beschriebenen Weise der Zündzeitpunkt der Röhren vorverlegt, so daß das durch den Netzspannungsabfall entstandene Leistungsdefizit, das zu Ungleichmäßigkeiten der Schweißung führen würde, durch einen erhöhten Strom wieder ausgeglichen wird.

Durch das Potentiometer P_1 kann die Zündverzögerung der Röhren – also der „Phasenanschnitt“ – in der jeweils gewünschten Größe eingestellt werden. Potentiometer P_2 dient dazu, das „Niveau“ der Regelautomatik einmalig festzulegen, so daß bei voll aufgedrehtem Regler P_1 noch eine gewisse restliche Zündverzögerung als Reserve zum Ausgleich der Netzspannungsschwankungen verbleibt.

Die Kontrolle der Netzspannung ist nun jedoch nur während der Zeit sinnvoll, in der auch gleichzeitig ein Schweißstrom fließt. Die Höhe der Spannung während der Pausen bzw. während des Teils der Spannungshalbwellen, in dem die Röhren gesperrt sind, muß un-

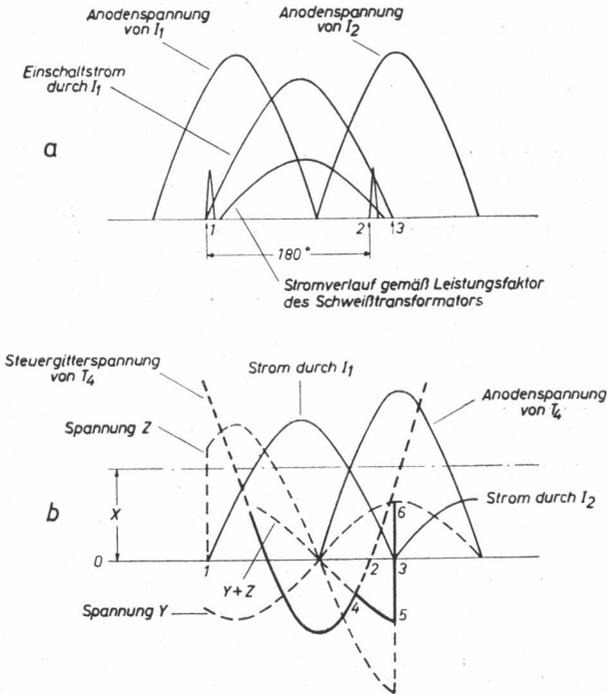


Abb. 16-7. Zur Erklärung der Schaltung nach Abb. 16-5

berücksichtigt bleiben. Daher werden die Röhren T_5, T_6 im gleichen Takt wie die Thyratrons T_1, T_2 über den Impulstransformator Tr_{11} gittergesteuert, d. h., die Ausgangsspannung nimmt mit wachsendem Zündwinkel ab. Tr_{11} wird ebenso wie Tr_2 durch das Röhrenpaar T_3, T_4 stoßerregt. Die beiden auf Tr_{10} befindlichen Hilfswicklungen dienen dazu, den Röhren T_5, T_6 eine um 180° phasengedrehte Gitterwechselspannung zuzuführen (Abb. 16-6), haben also eine ähnliche Aufgabe wie Tr_3 .

Wenn zwei gegenparallel geschaltete Ignitronröhren mit sehr kleinem Zündwinkel arbeiten, kann es vorkommen, daß die Zündung des zweiten Ignitrons aussetzt. Der Grund hierfür geht aus Abb. 16-7a hervor. Der Einschaltstrom bei induktiver Last kann höhere Werte er-

reichen, wenn er zu einem früheren Zeitpunkt einsetzt, als es dem Leistungsfaktor des Verbrauchers entspricht. Auch ist der Stromflußwinkel dann größer als 180° . Wird das Ignitron I_1 also z. B. bei Punkt 1 gezündet, tritt die Löschung erst bei 3 ein. Da aber nach 180° (bei 2) bereits der Impuls für die Zündung von I_2 eintrifft, kann dieses nicht zünden, da bis zur Löschung von I_1 nur dessen Bogenspannung zwischen Katode und Anode beider Röhren wirksam ist. Es kann nun jedoch erreicht werden, daß der Zündimpuls für das zweite Ignitron bis zum Punkt 3 verzögert wird, so daß I_1 und I_2 unmittelbar aufeinanderfolgend zünden. Zu diesem Zweck liegen in den Gitterkreisen der Thyratrons T_3 und T_4 in Serie geschaltet die Sekundärwicklungen der Transformatoren Tr_5 und Tr_6 sowie die Gleichrichterstrecken der Röhre G_1 . Betrachten wir die bei T_4 auftretenden Verhältnisse an Hand von *Abb. 16-7 b*: Die Spannung Y (Tr_5) ist etwa 30 V und in Phase mit der Anodenspannung von T_4 . Die Spannung Z (Tr_6) ist etwa 60 V und gegenüber Y um 180° phasenverschoben; da die Primärwicklung von Tr_6 parallel zum Schweißtransformator liegt, ist Z nur dann vorhanden, wenn I_1 oder I_2 Strom führt. Die am Steuergitter von T_4 auftretende Spannung stellt auch das Potential der rechten Anode der Gleichrichterstrecke von G_1 dar und setzt sich aus der von V_1 gelieferten Gleichspannung X und der überlagerten, durch die RC -Kombination gelieferten Wechselfspannung mit 90° Phasenverzögerung zusammen. Das Katodenpotential der rechten Gleichrichterstrecke ist durch die Summe $Y + Z$ gegeben, da I_1 als gezündet angenommen ist. Die rechte Gleichrichterstrecke wird leitend, sobald das Katodenpotential niedriger ist als das der Anode; dies ist offenbar vom Punkte 4 ab der Fall, und das Steuergitterpotential von T_4 folgt nunmehr der Kurve $Y + Z$. Im Punkte 3 löscht jedoch I_1 , und die Spannung Z wird zu Null. Die rechte Gleichrichterstrecke sperrt, und die Steuergitterspannung von T_4 wechselt von 5 nach 6 über 3 ins Positive, so daß erst in diesem Moment die Zündung von I_2 eingeleitet wird. Der Übersichtlichkeit halber ist in *Abb. 16-7 b* die Zündkennlinie der Röhre T_4 mit der 0-Achse identifiziert worden.

Der elektronische Zeitgeber besteht aus den Thyratrons T_7 und T_8 , die vom gleichen Typ wie die Röhren $T_3 \dots T_6$ sind, und der Duodiode G_2 (EB 41). Der Schalter S_3 sei zunächst geschlossen. Offenbar ist T_8 gezündet, da Anode und Gitter 2 über R_{27} und R_{26} , R_{23} positive Spannungen erhalten. Die rechte Gleichrichterstrecke von G_2 sorgt dafür, daß der Punkt P nicht zu hohe positive Werte annehmen kann. Die gegenüber der positiven Speisenspannung bestehende Potentialdifferenz lädt den Kondensator C_7 mit der angegebenen Polarität auf; ebenso wird C_8 aufgeladen, da die Anode von T_8 nur um die Bogenspannung positiver als der Minuspol ist. An R_{27} steht eine negative Spannung von etwa 90 V, die über die Gitter 2 die Röhren T_3 und T_4 sperrt, so daß die Ignitronröhren nicht gezündet werden können. Wird nun Schalter S_2 geschlossen, so zündet T_7 und bewirkt eine gleichzeitige Löschung von T_8 , da die Ladung von C_8 mit negativem Vorzeichen an der Anode von T_8 steht und ihr Potential kurzzeitig unter den Wert der Bogenspannung erniedrigt. Außerdem liegt die Spannung von C_7 mit negativem Vorzeichen am Gitter und verhindert das Wiederzünden, bis sich C_7 über R_{24} und R_{26} entladen hat. Da während dieser Zeit keine Spannung an R_{27} auftritt, können die Röhren T_3 , T_4 zünden und eine Schweißung einleiten. Die Dauer der Schweißzeit kann mit R_{26} geregelt werden. Sobald C_7 entladen ist, zündet T_8 wieder, doch da inzwischen C_8 und C_9 mit umgekehrter Polarität aufgeladen wurden, wird T_7 gleichzeitig gelöscht. C_9 entlädt sich über R_{25} , R_{27} und liefert damit die Schweißpause. Hierauf zündet T_7 wieder und wird T_8 gelöscht; das abwechselnde Zünden

und Löschen der beiden Thyatronen setzt sich fort, bis S_2 geöffnet wird. Es ist nun erforderlich, daß der Beginn von Schweißzeit und Pause zeitlich mit einem Nulldurchgang der Arbeitsspannung zusammenfällt. Der Zeitgeber wird daher durch einen Impulstransformator Tr_8 synchronisiert. Die Impulse werden den ersten Gittern von T_7 , T_8 zugeführt. Zur Erzielung der richtigen Phasenlage der Impulse liegt im Primärstromkreis der Widerstand R_{28} . Falls nur Einzelpunkte geschweißt werden sollen, wird Schalter S_3 geöffnet. Bei Betätigung von S_2 zündet T_7 und löscht T_8 ; nach Ablauf der Schweißzeit zündet T_8 wieder, worauf T_7 infolge der Ladung von C_8 zwar kurzzeitig löscht, doch sofort darauf wieder zündet und in diesem Zustand verbleibt. Erst wenn S_2 geöffnet wird, löscht T_7 , und C_7 und C_8 werden für das erneute Auslösen eines einzelnen Schweißvorgangs anschließend mit der angegebenen Polarität aufgeladen.

Vermeidung der Transformatorremanenz

Bei Widerstandsschweißmaschinen ist es vielfach sehr wichtig, daß die Schweißzeit stets eine gerade Anzahl von Halbperioden umfaßt, d. h., daß jede Schweißzeit z. B. mit einer positiven Stromhalbwellen beginnt und mit einer negativen Stromhalbwellen endet. Der Grund liegt darin, daß die letzte Stromhalbwellen der vorausgegangenen Schweißzeit eine remanente Magnetisierung des Schweißtransformators verursacht, die bei Beginn der folgenden Schweißzeit zum Teil noch vorhanden sein kann, wenn die dazwischenliegende Schweißpause nur kurz war. Beginnt die folgende Schweißzeit mit einer Stromhalbwellen gleicher Richtung, so tritt ein erhöhter Einschaltstrom auf, der zur Funkenbildung an den Elektroden und zur Verschlechterung der Güte der Schweißung führt. Der Schweißzeitgeber muß daher in diesem Fall so konstruiert sein, daß stets nur eine gerade Anzahl von Schweißhalbperioden auftreten kann; ferner muß natürlich dafür gesorgt werden, daß der

Beginn jeder Schweißzeit phasenrichtig erfolgt, d. h., daß der Strom mit der Phasenverzögerung gegenüber der Netzspannung eingeschaltet wird, die dem Leistungsfaktor des Schweißtransformators entspricht.

Die Prinzipschaltung eines elektronischen Schweißzeitgebers für Maschinen kleiner Leistung, der den genannten Bedingungen entspricht, ist

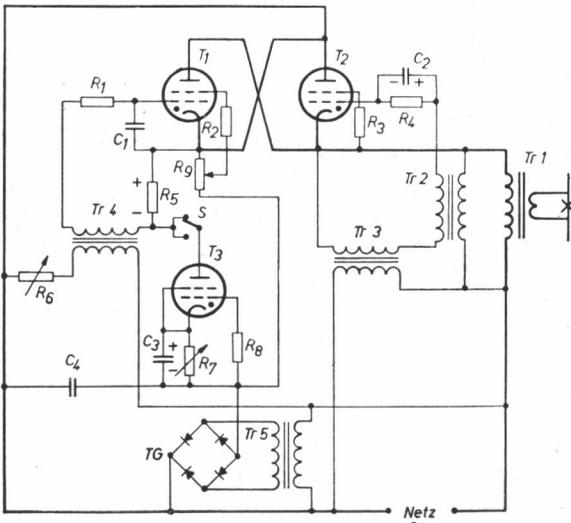


Abb. 16-8. Elektronischer Schweißzeitgeber für kleine Leistungen mit phasenrichtiger Schaltung geradzahli ger Schweißhalbperioden

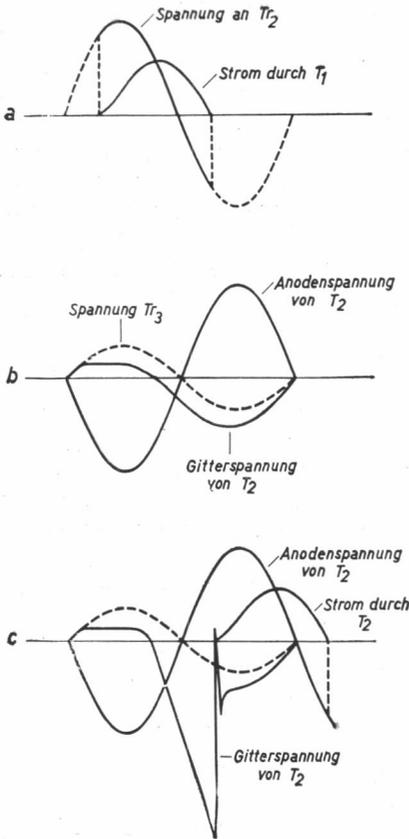


Abb. 16-9. Zur Erklärung des Zündmechanismus der Röhren T_1 und T_2 in Abb. 16-8

der Kondensator C_2 mit der angegebenen Polarität aufgeladen, und diese Spannung addiert sich während der folgenden Halbperiode zu der von Tr_3 gelieferten Spannung, wobei sich C_2 gleichzeitig allmählich wieder über R_4 entlädt. T_2 erhält in dieser Weise eine negative Steuergitterspannung, die die Röhre am Zünden hindert. Die Primärwicklung des Transformators Tr_2 liegt parallel zum Schweißtransformator Tr_1 , so daß in der Sekundärwicklung nur dann eine Spannung induziert werden kann, wenn die Röhre T_1 gezündet hat und eine Stromhalbwelle durch den Hauptstromkreis geflossen ist. Diese Verhältnisse sind in Abb. 16-9a und c erläutert. Wenn T_1 durch einen Spannungsimpuls von Tr_4 gezündet wird, fließt eine Stromhalbwelle, und an der Primärwicklung von Tr_2 entsteht eine Spannung der dargestellten Form (Abb. 16-9a). Sekundärseitig bildet sich eine Spannung von ähnlichem Verlauf, die sich der in Abb. 16-9b gezeigten Steuergitterspannung von T_2 über-

in Abb. 16-8 dargestellt. Falls die zu schaltenden Ströme den Wert von $50 \dots 100 A_{\text{eff}}$ nicht übersteigen, kann auf die Verwendung von Ignitronröhren verzichtet und auf Thyristrons genügender Leistungsfähigkeit (z. B. Valvo PL 105) zurückgegriffen werden, wodurch sich die Schaltung wesentlich vereinfacht. Im Steuergitterstromkreis der Röhre T_1 liegt die Sekundärwicklung des Impulstransformators Tr_4 , der für das phasenrichtige Zünden sorgt. Die Primärwicklung des Transformators liegt über einen Widerstand R_6 an der Netzspannung. R_6 , dessen Wert ein für allemal eingestellt wird, dient dazu, die Phasenlage des sekundärseitigen Impulses zu der Netzspannung entsprechend dem $\cos \varphi$ des Schweißtransformators zu justieren. Ein veränderbarer Phasenanschnitt der Spannungshalbwellen zur Regulierung des Schweißstromes ist bei dieser Schaltung nicht vorgesehen. Der Steuergitterstromkreis der Röhre T_2 enthält den mit dem Kondensator C_2 überbrückten Schutzwiderstand R_4 sowie die Sekundärwicklungen der Transformatoren Tr_2 und Tr_3 . Der letztere liefert eine Wechselspannung, die gegenüber der Anodenspannung der Röhre um 180° in der Phase verschoben ist. Wenn die Wirkung der durch Tr_2 gelieferten Spannung zunächst außer acht gelassen wird, so ergibt sich am Steuergitter von T_2 ein Spannungsverlauf, wie er in Abb. 16-9b dargestellt ist. Während der negativen Halbperiode der Anodenspannung wird

lagert (Abb. 16-9 c). Sobald der Stromfluß durch Tr_2 beendet ist, bricht auch die sekundärseitige Spannung zusammen, und es entsteht ein Spannungsimpuls mit umgekehrter Polarität, der nunmehr die Zündung von T_2 auslöst. Wie man erkennt, ist diese Zündung von T_2 nur möglich, wenn T_1 in der vorausgegangenen Halbperiode gezündet war; andererseits folgt die Zündung von T_2 notwendigerweise stets auf die Zündung von T_1 (leading-trailing tube action). Hierdurch ist also erreicht, daß der Schweißstrom lediglich während einer oder mehrerer voller Perioden fließen kann. Bemerkte sei noch, daß die Gitter- und Anodenspannungen in Abb. 16-9 der Deutlichkeit halber mit unterschiedlichen Maßstäben dargestellt sind.

Eine sehr einfache Zeitgeberschaltung liefert die Schweißzeit. Die von dem Transformator Tr_5 gelieferte Wechselspannung wird durch den Trockengleichrichter TG gleichgerichtet; der positive Pol ist mit der Katode des Thyratrons T_1 verbunden. Das Schirmgitter dieser Röhre erhält eine geringe negative Vorspannung, die an R_9 abgegriffen wird. Beim Einschalten des Geräts zündet zunächst das kleine edelgasgefüllte Thyratron T_3 , da in seinem

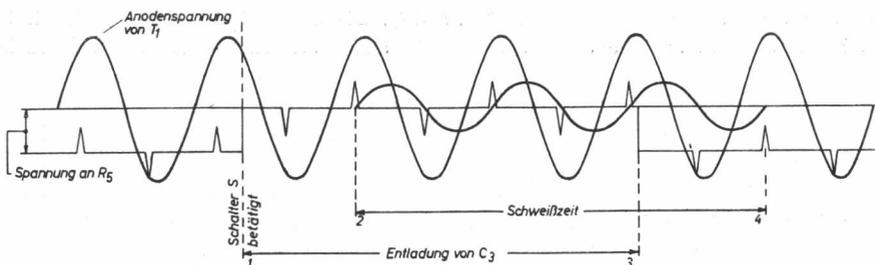


Abb. 16-10. Verlauf der Gitterspannung von T_1 in Abb. 16-8

Steuergitterkreis keine negative Spannung auftritt. Durch den nun fließenden Anodenstrom entsteht an R_7 ein Spannungsabfall, der die Kapazität C_3 mit der angegebenen Polarität auflädt. Außerdem entsteht ein Spannungsabfall an R_5 , so daß das Steuergitter von T_1 eine negative Vorspannung von solcher Größe erhält, daß die von Tr_4 gelieferten Impulse nicht ausreichen, um T_1 zum Zünden zu bringen. Zur Einleitung der Schweißzeit wird nunmehr der Kippschalter S in die andere Position umgelegt. Hierdurch wird der Anodenstromkreis von T_3 für eine sehr kurze Zeit (wenige Millisekunden) unterbrochen, die jedoch genügt, um T_3 zu entionisieren. Ein Wiederzünden kann dann nicht mehr erfolgen, da die Spannung an C_3 mit negativem Vorzeichen am Steuergitter von T_3 liegt. Die Spannung an R_5 bricht zusammen, so daß nunmehr keine Gleichspannung mehr im Gitterkreis von T_1 vorhanden ist. Trotzdem zündet T_1 erst beim Eintreffen des nächsten positiven Impulses von Tr_4 , da das Schirmgitter negativ vorgespannt ist.

Der Kondensator C_3 kann sich nunmehr über R_7 entladen, wodurch die negative Spannung am Steuergitter von T_3 abnimmt, bis diese Röhre schließlich wieder zündet und damit das Ende der Schweißzeit bestimmt. Diese Verhältnisse sind in Abb. 16-10 grafisch dargestellt. Im Punkt 1 wird Schalter S betätigt, wodurch die Spannung an R_5 zusammenbricht. Die Schweißzeit beginnt jedoch erst im Punkt 2, wo der nächste positive Impuls von Tr_4 eintrifft. Im Punkt 3 zündet das Thyratron T_3 wieder, jedoch dauert die Schweiß-

zeit bis zum Punkt 4 an, weil T_2 nach T_1 noch während einer Halbperiode Strom führen muß. Sie kann durch R_7 nach Wunsch eingestellt werden. Infolge der Zündabhängigkeit der Röhren T_1 und T_2 ist sichergestellt, daß die oben geschilderten nachteiligen Wirkungen der Remanenz des Schweißtransformators nicht auftreten können. Das beschriebene Gerät ist zweckmäßigerweise in Verbindung mit einem besonderen Zeitgeber zu verwenden, der die für die Bedienung der Schweißmaschine erforderlichen Zeitintervalle (Andruckzeit, Haltezeit und Schweißpause) liefert. Solche Zeitgeber sind bereits an anderer Stelle (Teil II.12) beschrieben worden.

Steuerung von Impulsschweißmaschinen

Von besonderer Bedeutung wird das phasenrichtige Ein- und Ausschalten und die Vermeidung von Stromüberhöhungen durch die Transformatorremanenz bei solchen Schweißmaschinen, bei denen die eigentliche Schweißzeit in mehrere Schweißimpulse zerfällt, deren Dauer jeweils einige Perioden währt und die durch Pausen von gleicher Größenordnung voneinander getrennt sind (Abb. 16-11). Die Unterteilung der Schweißzeit in solche Impulse ist manchmal angebracht, um eine allzu starke Erwärmung des Werkstücks

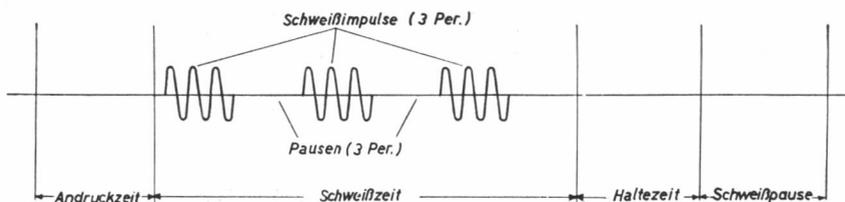
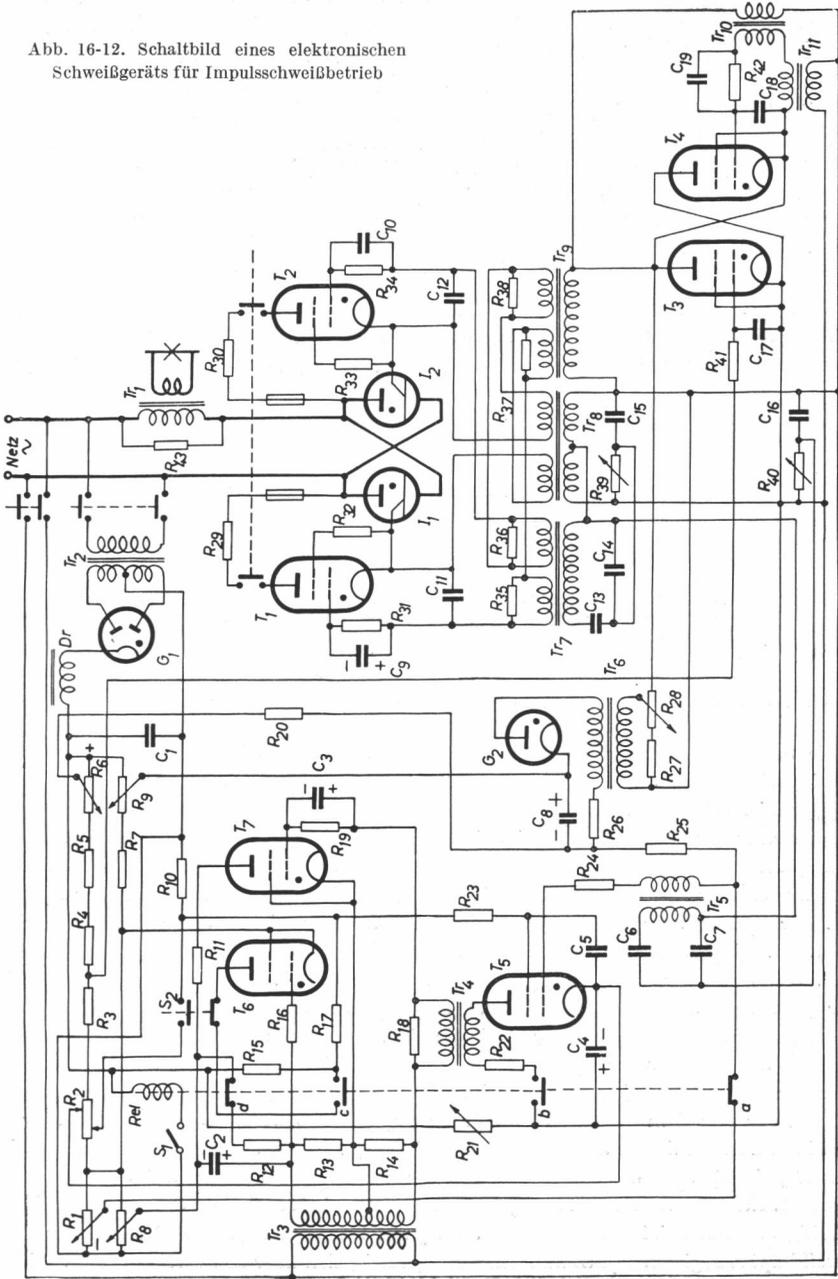


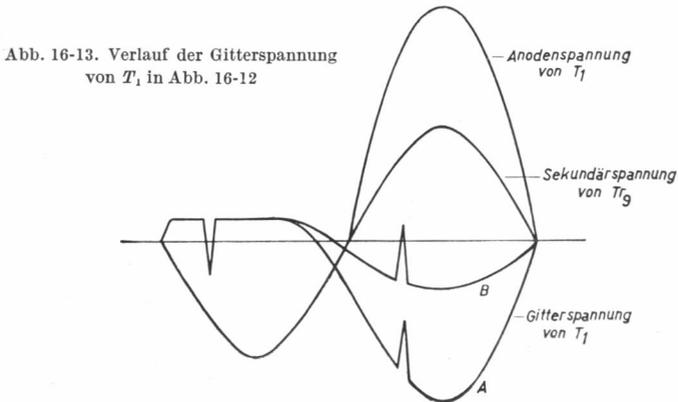
Abb. 16-11. Zeitlicher Ablauf einer Impulsschweißung

zu vermeiden. Das Prinzipschaltbild eines Geräts, das für Impulsschweißbetrieb geeignet ist, zeigt Abb. 16-12. Der Übersichtlichkeit halber sind sämtliche Hilfsstromkreise und sonstige Details, die zur Funktion nicht unbedingt erforderlich sind, in der Darstellung weggelassen worden. Der Hauptstromkreis enthält außer dem besonderen Schweißtransformator Tr_1 zwei gegenparallel geschaltete Ignitronröhren I_1 und I_2 , die durch die Thyratrons T_1 und T_2 gezündet werden. Die Gitterkreise dieser Thyratrons enthalten jeweils eine Sekundärwicklung der Transformatoren Tr_7 , Tr_8 und Tr_9 . Wir wollen ihre Funktion an Hand der Röhre T_1 betrachten. Die von Tr_8 gelieferte Spannung ist gegenüber der Anodenspannung um 180° phasenverschoben, so daß der Kondensator C_9 während der negativen Anodenspannungshalbwelle wie angegeben aufgeladen wird. Es entsteht dann während der folgenden positiven Anodenspannungshalbwelle eine negative Gitterspannung von solcher Größe, daß der durch Tr_7 gelieferte positive Spannungsimpuls nicht ausreicht, um T_1 zu zünden (Abb. 16-13, Kurve A). Wenn jedoch der Transformator Tr_9 eine Spannung liefert, die mit der Anodenspannung gleichphasig ist, so wird die negative Gitterspannung von T_1 um diesen Spannungswert vermindert, und der von Tr_7 gelieferte Impuls bewirkt die Zündung der Röhre (Abb. 16-13, Kurve B). Die gleichen Verhältnisse liegen offenbar auch

Abb. 16-12. Schaltbild eines elektronischen Schweißgeräts für Impulsschweißbetrieb



für den Gitterkreis von T_2 vor, so daß T_1 und T_2 zünden, sobald und solange durch Tr_9 ein Strom fließt. Der Phasenanschnitt und damit die dem Werkstück zugeführte Leistung können durch Phasenverschiebung des Impulses beeinflußt werden; hierzu dient der veränderbare Widerstand R_{39} . Der durch die Primärwicklung von Tr_9 fließende Strom, dessen Dauer eine Schweißung bestimmt, wird durch die Thyratrons T_3 und T_4 kontrolliert, die in gleicher Weise wie die Röhren T_1 und T_2 in Abb. 16-8 arbeiten. T_4 erhält durch Tr_{11} eine gegenphasige Gitterspannung, die das Zünden verhindert. Wenn T_3 gezündet wird, erhält bei Beendigung des Stromflusses T_4 über Tr_{10} gitterseitig einen Spannungsimpuls,



der die nachfolgende Zündung dieser Röhre verursacht. Es können somit nur ganze Schweißperioden zustande kommen, so daß die obenerwähnten störenden Stromüberhöhungen nicht eintreten.

Zur Steuerung der Schweißimpulse ist eine besondere Zeitgeberschaltung vorgesehen, die im entsprechenden Rhythmus die Röhre T_3 zündet und löscht. Ein mit der Röhre G_1 bestückter Gleichrichter liefert eine Gleichspannung, die an dem Spannungsteiler $R_1 \dots R_6$ steht. Der Kondensator C_4 wird durch eine Teilspannung mit der angegebenen Polarität aufgeladen. Hierdurch erhält die Katode von T_3 ein positives Potential, und diese Röhre sperrt. Wenn nun der Schalter S_1 geschlossen wird (was z. B. über einen besonderen Zeitgeber geschehen kann, der Andruckzeit, Haltezeit und Pause liefert), so zieht das Relais *Rel* an, und die Kontakte *b* und *c* schließen sich, während *a* und *d* geöffnet werden. Die Spannung am Kondensator C_4 steht nunmehr mit positivem Vorzeichen an der Anode der Röhre T_5 ; diese zündet jedoch erst beim Eintreffen des nächsten positiven Spannungsimpulses, der von dem Impulstransformator Tr_5 geliefert wird, da der Kondensator C_3 noch eine Ladung mit der angegebenen Polarität hat. Die Phasenlage des Impulses wird durch R_{40} ein für allemal dem Leistungsfaktor des Schweißtransformators entsprechend eingestellt. Nach der Zündung von T_5 entlädt sich C_4 sofort, und die Katode von T_3 nimmt zeitweilig das Potential des Schleifers an R_2 an. Hierdurch zündet T_3 , und der erste Schweißimpuls beginnt. C_4 hat nunmehr Gelegenheit, sich über den veränderbaren Wider-

stand R_{21} wieder aufzuladen. Um zu verhindern, daß T_5 sofort wieder zündet, wird durch die wechselweise Zündung von T_3 und T_4 der Transformator Tr_6 unter Strom gesetzt. Die sekundärseitig auftretende Spannung wird durch G_2 gleichgerichtet, so daß der Kondensator C_8 mit der angegebenen Polarität aufgeladen wird und dem Steuergitter von T_5 eine negative Vorspannung erteilt. Wenn sich C_4 nun so weit aufgeladen hat, daß eine positive Spannung bestimmter Größe an der Katode von T_3 wirksam ist, löscht diese Röhre, womit der erste Schweißimpuls beendet ist. Da jetzt keine weitere Ladung von C_8 mehr erfolgen kann, entlädt sich dieser Kondensator über R_{20} , einen Teil von R_6 und einen Teil von R_9 , wodurch die Pause zwischen zwei Schweißimpulsen geliefert wird. Mit R_9 kann dieses Zeitintervall beeinflußt werden. Wenn C_8 so weit entladen ist, daß die Impulse von Tr_5 wirksam werden, zündet T_5 wieder, womit der zweite Schweißimpuls eingeleitet wird.

Eine Zählschaltung sorgt dafür, daß die nunmehr mit gewissen Pausen aufeinanderfolgenden Schweißimpulse auf eine Anzahl begrenzt werden, die im voraus durch R_8 einstellbar ist. Zu Beginn jedes Schweißimpulses fließt infolge der Entladung von C_4 ein Stromstoß durch die Primärwicklung von Tr_4 . Der sekundärseitig auftretende Spannungsimpuls bringt die Röhre T_7 zum Zünden, die aus Tr_3 mit Anodenwechselspannung und einer gegenphasigen Gitterspannung versorgt wird. Offenbar kann T_7 nur für weniger als die Dauer einer Halbperiode leitend sein, und es fließt während dieses Zeitintervalles ein Anodenstromstoß, der den im Anodenstromkreis liegenden Kondensator C_2 auf eine gewisse Spannung auflädt. Zu Beginn des nächsten Schweißimpulses wiederholt sich dieser Vorgang, und C_2 erhält eine weitere Ladung und entsprechend verdoppelte Spannung. Weitere Schweißimpulse verursachen in dieser Weise ein stufenweises Ansteigen der Spannung an C_2 , bis sie ungefähr die Größe der an R_8 abgegriffenen Spannung hat. Damit ist die wirksame Gitterspannung der Röhre T_6 nahezu Null geworden, und diese Röhre zündet. Das zweite Gitter von T_5 hatte bisher über den Spannungsteiler R_{10} , R_{17} und R_{15} ein Potential erhalten, das etwa gleich dem Katodenpotential dieser Röhre war. Durch das Zünden von T_6 erniedrigt es sich jedoch so erheblich, daß T_5 nach Ablauf des letzten Schweißimpulses und der darauffolgenden Pause nicht mehr zünden kann und damit die Schweißperiode beendet ist. T_6 löscht erst und gibt T_5 wieder frei, nachdem S_1 geöffnet und das Relais abgefallen ist.

Bei Betätigung des Schalters S_2 wird der Anodenstromkreis von T_6 unterbrochen, und das zweite Gitter von T_5 erhält ein festes, wenig negatives Potential, das mit einem Schleifer an R_2 abgegriffen wird. Damit ist die Zählschaltung unwirksam geworden, und das Gerät ist nunmehr für kontinuierlichen Steppbetrieb, z. B. für Nahtschweißmaschinen, geeignet.

Abb. 16-14 zeigt ein vollelektronisch arbeitendes Gerät zur Schweißzeitbegrenzung in geöffnetem und geschlossenem Zustand, das für kontinuierlichen Steppbetrieb eingerichtet ist und mit einem Zusatzgerät (links oben) für Impulsschweißbetrieb ausgerüstet werden kann (Harms u. Wende).



Abb. 16-14. Elektronisches Schweißzeitgerät für kontinuierlichen Steppetrieb und Impulsschweißbetrieb (Werkbild: Harms u. Wende)

Dreiphasen-Schweißzeitsteuerung

Die bisher behandelten Geräte sind sämtlich für einphasigen Anschluß an das Netz geeignet. Hieraus ergibt sich jedoch für das Dreiphasennetz eine unsymmetrische Belastung, die zu Störungen Anlaß geben kann. Aus diesem Grund werden Anlagen für größere Leistungen neuerdings meistens für dreiphasigen Anschluß ausgelegt, d.h., die an sich einphasige Belastung der Schweißmaschine wird symmetrisch auf die drei Phasen des Netzes verteilt. Diese Lastausgleichsgeräte arbeiten nach dem Frequenzteilerprinzip. Der Drehstrom mit einer Frequenz von 50 oder 60 Hz wird durch wechselseitige Gleichrichtung in einphasigen Strom von wählbarer, reduzierter Frequenz umgeformt. Die schematische Prinzipschaltung eines solchen Geräts zeigt *Abb. 16-15*. Der Schweißtransformator hat drei Primärwicklungen, die jeweils über zwei gegenparallel geschaltete Ignitronröhren an das Dreh-

Abb. 16-15. Prinzipschaltbild eines Dreiphasen-Schweißgeräts

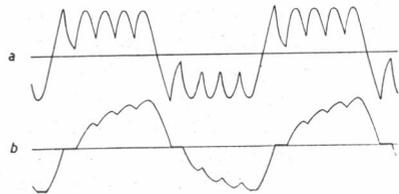
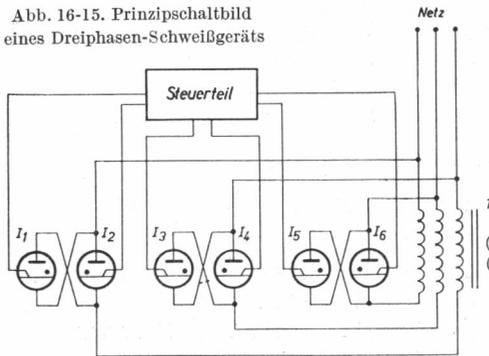


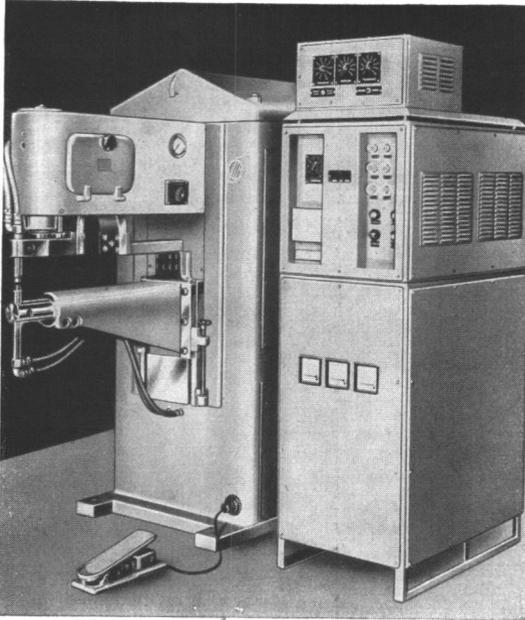
Abb. 16-16. Ausgangsspannung (a) und -strom (b) eines dreiphasigen Schweißgeräts

stromnetz angeschlossen sind. Es werden also insgesamt sechs Ignitronröhren benötigt. In *Abb. 16-16* ist der Verlauf der Ausgangsspannung (a) und des Ausgangsstroms (b) dargestellt; hierbei wird eine Frequenz von $13\frac{7}{11}$ Hz erreicht. Die Vorteile, die dieses Verfahren bietet, gehen aus der *Tab. 16-1* hervor, die eine Gegenüberstellung der Belastungsverhältnisse bei zwei Maschinen gleicher Nutzleistung mit einphasigem bzw. dreiphasigem Anschluß zeigt.

	Einphasenanschluß 50 Hz	Dreiphasenanschluß 13 Hz
Nutzleistung	100 kW	100 kW
Scheinleistung der Maschine	250 kVA	118 kVA
Leistungsfaktor	0,4	0,85
Belastungsströme der 3 Phasen	$R = S = 658 \text{ A}$ $T = 0$	$R = S = T = 200 \text{ A}$
Netzbelastung	250 kVA unsymmetrisch	132 kVA symmetrisch

Tab. 16-1. Belastungsverhältnisse bei Schweißmaschinen gleicher Leistung für einphasigen und drei phasigen Anschluß (nach *Opprecht*)

Abb. 16-17. Handelsübliches Dreiphasen-Schweißgerät



Allerdings muß berücksichtigt werden, daß der Eisenbedarf des Schweißtransformators wegen der niedrigeren Frequenz nicht unwesentlich höher ist als bei Maschinen mit einphasigem Anschluß. Als Beispiel für die praktische Ausführung ist in *Abb. 16-17* die Ansicht einer dreiphasigen Anlage wiedergegeben (*Ottensener Eisenwerk, Hamburg*).

Abb. 16-18 gibt eine Übersicht über die mittels Punktschweißung schweißbaren Werkstoffe.

	Weicher Stahl	Rostfr. Stahl	18% Cr 8% Ni	Kobaltstahl	Nickel	Nickel-Chrom	Monel	Neusilber	Messing	Bronze	Manganin	Everdur	Kupfer	Aluminium	Magnesium	Molybdän	Blei	Zinn	Kadmium	Zink	Eisen verzinkt	Eisen verzinkt	Stahl verchromt	Messing vernickelt
Weicher Stahl	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Rostfr. Stahl	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
18% Cr 8% Ni	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Kobaltstahl	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Nickel	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Nickel-Chrom	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Monel	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Neusilber	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Messing	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Bronze	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Manganin	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Everdur	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Kupfer	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Aluminium	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Magnesium	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Molybdän	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Blei	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Zinn	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
Kadmium	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○	○
Zink	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Eisen verzinkt	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Eisen verzinkt	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Stahl verchromt	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●
Messing vernickelt	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●	●

- Gut schweißbar
- Gut schweißbar, aber spröde
- + Schlecht schweißbar
- Nicht schweißbar
- Offene Felder noch nicht untersucht

Abb. 16-18. Übersicht über die mittels Punktschweißung schweißbaren Werkstoffe (nach *Ferguson*)

17. Elektronische Motorsteuerung

Ein bedeutendes Teilgebiet der industriellen Elektronik ist die elektronische Motorsteuerung, die in den letzten Jahren bereits zur Lösung zahlreicher Antriebsprobleme herangezogen wurde und gegenüber den bisherigen Antriebsarten eine Reihe von Vorteilen hat, so daß erwartet werden kann, daß von ihren Möglichkeiten in Zukunft in steigendem Maße Gebrauch gemacht wird. Das Prinzip einer elektronischen Motorsteuerungsanlage ist in *Abb. 17-1* schematisch dargestellt. Der im Kraftnetz zur Verfügung stehende ein- oder mehrphasige Wechselstrom wird einem mit Thyratrons bestückten gesteuerten Gleichrichter zugeführt, dem die zum Betrieb eines Gleichstrom-Nebenschlußmotors erforderlichen Spannungen für den Anker und das Feld entnommen werden. Die mehr oder weniger automatische Beeinflussung der Größe dieser Spannungen, die zur Erreichung der jeweils gewünschten Eigenschaften des Antriebs erforderlich ist, geschieht durch ein besonderes elektronisches Steuergerät.

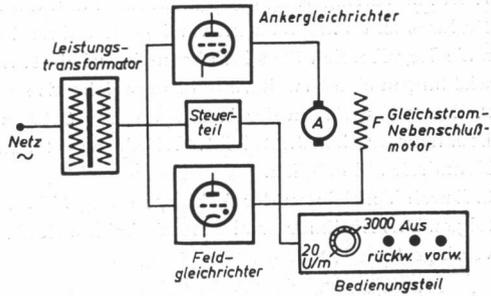


Abb. 17-1. Blockschaltbild einer elektronischen Motorsteuerungsanlage

Grundlagen

Um die sich ergebenden Möglichkeiten etwas näher zu untersuchen, genügt die Betrachtung der für Nebenschlußmotoren geltenden vereinfachten Beziehungen. Die Motordrehzahl n ist proportional der im Anker induzierten elektromotorischen Kraft E und umgekehrt proportional dem magnetischen Kraftlinienfluß Φ im Feld, so daß man schreiben kann

$$n = C_1 \frac{E}{\Phi} \quad (17.1)$$

Hierin bedeutet C_1 eine Proportionalitätskonstante, die von der Bauart des Motors und dem gewählten Maßsystem abhängt. Die Ankerspannung U muß gleich der Summe von E und dem durch den Ankerstrom I am Ankerwiderstand R entstehenden Spannungsabfall sein, so daß sich

$$n = C_1 \frac{U - I \cdot R}{\Phi} \quad (17.2)$$

ergibt. Das Drehmoment M_d ist gegeben durch

$$M_d = C_2 \cdot I \cdot \Phi \quad (17.3)$$

Ferner ist die abgegebene Motorleistung

$$W = n \cdot M_d = C_3(U \cdot I - I^2 \cdot R) \quad (17.4)$$

Schließlich ist natürlich

$$\Phi = C_4 \cdot i \quad (17.5)$$

worin i den Feldstrom darstellt.

Anker- und Feldregelung

Wie man erkennt, ergeben sich die folgenden Regelmöglichkeiten:

1. Durch Verringerung des Feldstroms kann die Drehzahl erhöht werden, wobei sich das Drehmoment entsprechend verringert, während die Leistung konstantbleibt. Der maximale Regelbereich liegt im allgemeinen bei etwa 1 : 3, doch wird bei neueren Motorentwicklungen eine Erweiterung des Bereichs bis zu etwa 1 : 5 angestrebt.
2. Durch Vergrößern der Ankerspannung U kann die Drehzahl erhöht werden, wobei das Drehmoment konstantbleibt. Hierdurch ist eine Drehzahlerhöhung um etwa 40% der Nenn Drehzahl möglich.
3. Durch Verkleinern der Ankerspannung U kann eine Abwärtsregelung der Drehzahl erfolgen. Das Drehmoment bleibt hierbei konstant, während die Leistung sich entsprechend verringert.

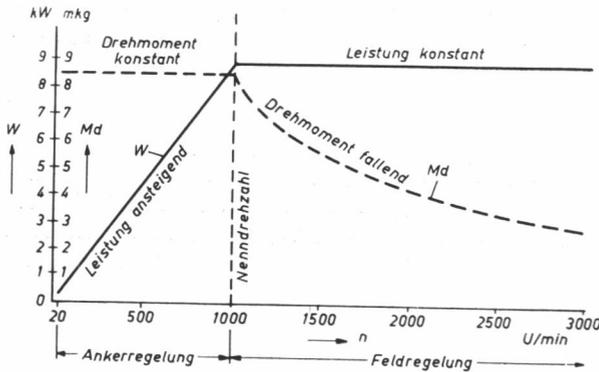


Abb. 17-2. Leistungs- und Drehmomentcharakteristik eines Gleichstrom-Nebenschlußmotors bei Ankerspannungs- und Feldregelung

Von praktischer Bedeutung sind vor allem die unter 1. und 3. genannten Regelmöglichkeiten, die in *Abb. 17-2* grafisch dargestellt sind. Im Bereich der Ankerspannungsregelung ergibt sich, wenn man von der niedrigsten Drehzahl ausgeht, ein mit zunehmender Drehzahl proportionaler Leistungsanstieg bis zur Nennzahl. In dem dann anschließenden Feldregelbereich bleibt die Leistung konstant, während das Drehmoment gemäß Gl. (17.4) nach einer Hyperbelfunktion abfällt. Je nach den gewünschten Antriebseigenschaften wird man also mit veränderlicher Ankerspannung und konstantem Feld oder mit konstanter

Ankerspannung und veränderlichem Feld oder aber auch mit einer Regelung sowohl im Anker wie im Feld arbeiten. Der Entwurf einer Motorsteuerungsanlage muß also dem jeweiligen Verwendungszweck angepaßt werden, wobei sich noch eine Reihe von Varianten je nach den Aufgaben und der Funktion des elektronischen Steuergeräts ergibt. Über die bereits erwähnten stufenlosen Drehzahlregelmöglichkeiten hinaus kann man dadurch erreichen, daß

1. der Motor mit optimalem Drehmoment (vorwärts oder rückwärts) bis zu einer im voraus beliebig einstellbaren Drehzahl automatisch anläuft,
2. die Drehzahl sich bei ändernder Belastung automatisch auf dem jeweils vorgeschriebenen Wert hält,
3. die Drehzahl des Motors sich in einer vorgewählten Reihenfolge und Größe programmgemäß ändert (Programmsteuerung),
4. der Motor schnell abgebremst wird,
5. die Drehrichtung schnell geändert werden kann.

Von wesentlicher Bedeutung ist, daß alle genannten Möglichkeiten hinsichtlich der Beeinflussung der Drehzahl, des Drehmoments, der Leistung usw. entweder voll automatisch steuerbar sind oder durch einfache kleine Potentiometer eingestellt werden können, da alle Regelvorgänge schwachstrommäßig gesteuert werden.

Nach Gl. (17.2) ist die Drehzahl, wenn von dem am Ankerwiderstand entstehenden Spannungsabfall zunächst abgesehen wird, direkt proportional der Ankerspannung. Damit läßt sich sofort der durch die Ankerspannungsregelung höchstmögliche Drehzahlregelbereich angeben, wenn der Nennwert der Ankerspannung bekannt ist und man berücksichtigt, daß zur Deckung der an den Bürsten auftretenden Potentialdifferenzen und im Interesse eines ruhigen Laufs eine Mindestankerspannung von etwa 9 V vorhanden sein muß. Bei einem 440-Volt-Motor kommt man somit auf einen maximalen Drehzahlregelbereich von 1:50, während er bei einem Motor mit 220 Volt Ankerspannung nur halb so groß ist. Die jeweilige Drehzahl kann aus der von dem Ankergleichrichter gelieferten Spannung und der Nenndrehzahl ermittelt werden. Es sei beispielsweise ein dreiphasiger Ankergleichrichter angenommen, dessen mittlere Ausgangsspannung im ungeregelten Zustand

$$U_o = 1,17 \cdot U_{tr} \quad (17.6)$$

ist, worin U_{tr} den Effektivwert der Transformatorspannung je Phase bedeutet. Unter der Annahme einer Zündverzögerung von 30° ergibt sich eine mittlere Ausgangsspannung gemäß Gl. (3.2) von

$$U_o' = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{2\pi} \cdot \int_{60^\circ}^{180^\circ} \sin \varphi \cdot d\varphi \cdot U_{tr} = 1,02 \cdot U_{tr} \quad (17.7)$$

Ist die Nenndrehzahl n_o , so ist die Drehzahl bei einem Zündwinkel von 30° demnach

$$n_{(\varphi = 30^\circ)} = \frac{1,02}{1,17} \cdot n_o \quad (17.8)$$

In gleicher Weise kann die Drehzahl auch bei größeren Zündwinkeln berechnet werden, doch ist zu beachten, daß durch die induktive Belastung, die der Anker darstellt, die

Brenndauer der Thyratrons verlängert (Abb. 3-19) und die Transformatorspannung in jeder Periode teilweise negativ wird. Hierdurch verringert sich die Ausgangsspannung; bei sehr großen Zündwinkeln und bei Vorhandensein einer EMK entsprechender Polarität im Verbraucherkreis erfolgt der Stromfluß sogar praktisch vollständig im Bereich negativer Transformatorspannung, so daß Energie ins Netz zurückgeliefert wird. Hierdurch wird eine außerordentlich wirksame Bremsung des Motors erreicht.

Drehzahlstabilisierung

In den meisten Fällen kann der durch den Ankerwiderstand verursachte Spannungsabfall nicht außer acht gelassen werden. Er bewirkt, daß sich die durch konstante Ankerspannung einmal eingestellte Drehzahl mit zunehmender Motorbelastung verringert. Die Dreh-

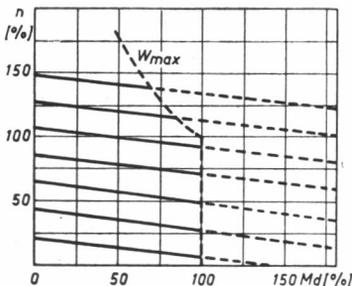


Abb. 17-3. Drehzahlkennlinien eines Nebenschlußmotors in Abhängigkeit vom Drehmoment

zahlkennlinien eines Nebenschlußmotors in Abhängigkeit vom Drehmoment zeigen daher einen abfallenden Verlauf, wie dies in Abb. 17-3 dargestellt ist. Dieses Verhalten erfordert zum Einschalten besondere Anlaßvorrichtungen, da ohne sie ein unzulässig hoher Ankerstrom fließen könnte, wenn die der Soll Drehzahl entsprechende Spannung gleich in voller Höhe angelegt werden würde. Man erkennt, daß zur Vervollkommnung der Antriebseigenschaften zwei Dinge wünschenswert sind, und zwar die Drehzahlstabilisierung bzw. die Kompensation des im Anker auftretenden Spannungsabfalls, um eine belastungsunabhängige Drehzahlkennlinie zu erhalten, und die

selbsttätige Begrenzung des Ankerstroms auf einen einstellbaren Höchstwert. Beides läßt sich nun durch die elektronische Motorsteuerung in verhältnismäßig einfacher Weise verwirklichen, wobei die praktisch trägheitslose Funktion der Gittersteuerung und die nur schwachstrommäßige Beaufschlagung der Regelglieder von größtem Vorteil sind.

Prinzipschaltung einer zweiphasigen Motorsteuerungsanlage

In Abb. 17-4 ist das stark vereinfachte Prinzipschaltbild einer zweiphasigen Anlage zur elektronischen Motorsteuerung gezeigt, die im Anker regelbar ist und eine Einrichtung zur lastunabhängigen Stabilisierung der Drehzahl enthält. Der Ankergleichrichter ist mit zwei Thyratrons T_1 und T_2 ausgerüstet, und die Felderregung wird einem mit der Röhre G_1 bestückten Gleichrichterteil entnommen. In Serie mit dem Anker liegt die Glättungsdrossel Dr . Die Thyratrons T_1 und T_2 erhalten gitterseitig um 90° phasenverschobene Wechselspannungen, denen eine Gleichspannung variabler Größe überlagert ist (Vertikalsteuerung). Diese wird einer Brückenschaltung entnommen, die aus den Widerständen R_7 , R_8 , R_6 und dem Innenwiderstand der Doppeltriode V besteht. Offenbar ist die Brückenausgangsspannung positiv, wenn beide Systeme von V gesperrt sind, und negativ, wenn wenigstens ein System Strom führt. Das rechte System, das zur Drehzahlstabilisierung

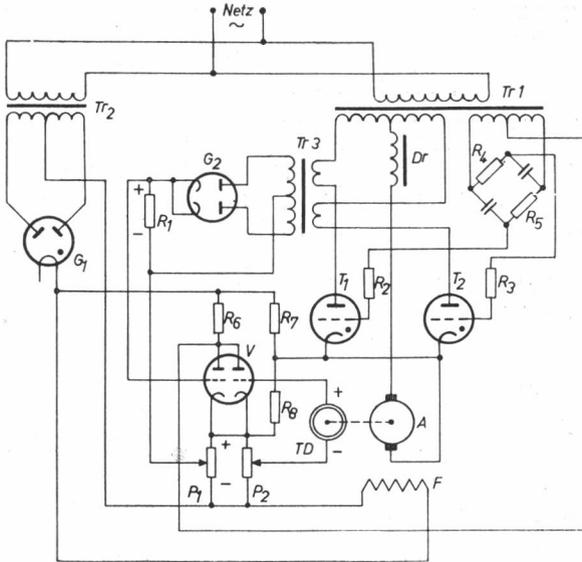


Abb. 17-4. Vereinfachtes Prinzipschaltbild einer zweiphasigen Motorsteuerungsanlage mit Ankerspannungsregelung und lastunabhängiger Drehzahlstabilisierung durch einen Tachodynamo

dient, erhält eine negative Gitterspannung, die am Potentiometer P_2 abgegriffen wird. Dieser Spannung wirkt die von dem Tacho-Dynamo TD gelieferte Gleichspannung entgegen, dessen Größe proportional der Motordrehzahl ist, so daß, falls der Motor z. B. eine zu hohe Drehzahl hat, diese Spannung überwiegt und das rechte System von V leitend wird. Hierdurch werden beide Thyristoren T_1 und T_2 gedrosselt, und die Drehzahl nimmt ab. Läuft andererseits der Motor zu langsam, z. B. wegen stärkerer Belastung, so überwiegt die an P_2 abgegriffene Spannung, und das rechte System ist gesperrt. Sofern auch das linke System keinen Strom führt, wird der Zündwinkel der beiden Thyristoren verkleinert, so daß ein der stärkeren Belastung entsprechender erhöhter Strom durch den Anker fließt und die Drehzahl wieder heraufgesetzt wird.

Das linke System der Doppeltriode V dient zur Begrenzung des Ankerstroms auf einen durch das Potentiometer P_1 einstellbaren Höchstwert. Die an P_1 abgegriffene Spannung liegt mit negativem Vorzeichen am Gitter, so daß das System vorerst gesperrt ist. In den Anodenleitungen der Thyristoren liegen die Primärwicklungen des Stromtransformators Tr_3 . In der Sekundärwicklung entsteht daher eine mit zunehmendem Ankerstrom wachsende Spannung, die durch die Gleichrichterröhre G_2 gleichgerichtet wird und der an P_1 abgegriffenen Spannung entgegenwirkt. Sobald sie eine gewisse Größe erreicht hat, beginnt das linke System von V leitend zu werden, wodurch der Zündwinkel der Thyristoren vergrößert wird. Auf diese Weise wird erreicht, daß der Ankerstrom bzw. das Drehmoment einen bestimmten, im voraus einstellbaren Wert nicht überschreitet.

Ankerstrombegrenzung

Der große Vorteil der Strombegrenzung ist, daß das Anfahren des Motors nunmehr ohne weitere Anlaßvorrichtungen, z. B. über eine Druckknopfsteuerung, erfolgen kann. Die gewünschte Drehzahl kann im voraus gewählt werden, und der Motor läuft mit einem dem eingestellten Grenzwert des Ankerstroms entsprechenden Drehmoment hoch. Hierdurch wird ein sehr weiches und geschmeidiges Anfahren erreicht, das in vielen Fällen, z. B. bei Walz- und Ziehstraßen, bei Spinnmaschinen, bei der Kabelherstellung usw. von großer Wichtigkeit ist. Außerdem ermöglicht die automatische Strombegrenzung den vollständigen Schutz des Motors bei Überlastung. Bei entsprechender Dimensionierung der Strombegrenzung kann der Motor bis zum völligen Stillstand abgebremst werden, ohne daß der Strom um mehr als einige Prozent des eingestellten Grenzwerts zunimmt.

IR-Kompensation

Die Drehzahlstabilisierung unter Verwendung eines Tacho-Dynamos hat den Vorteil, daß die Drehzahl eine besonders hohe Konstanz hat (weniger als 1% Abweichung bei Übergang von Leerlauf auf Vollast). In vielen Fällen, beim Antrieb von Werkzeugmaschinen beispielsweise, wird jedoch eine derart hohe Drehzahlkonstanz nicht verlangt, so daß man hier eine Schaltung benutzt, bei der unmittelbar die Ankerspannung als Maß für die Drehzahl herangezogen wird. Allerdings muß dann durch eine besondere Kompensationsschaltung der Einfluß des Spannungsabfalls am Ankerwiderstand beseitigt werden. Der sonst entstehende Drehzahlabfall ist zwar im allgemeinen bei hohen Drehzahlen nicht von allzugroßer Bedeutung, doch spielt er bei niedrigen Drehzahlen, bei denen die Ankerspannung in vergleichbare Größe zu dem *IR*-Spannungsabfall kommt, eine nicht mehr zu vernachlässigende Rolle. Schaltungen, die mit Drehzahlstabilisierung mittels der Ankerspannung und mit *IR*-Kompensation ausgerüstet sind, halten die Drehzahl innerhalb eines Bereichs von wenigen Prozent konstant. Eine solche Schaltung wird im selben Teil noch ausführlich besprochen werden.

Antrieb mit konstantem Drehmoment durch Ankerspannungsregelung

In einer Reihe von Anwendungsfällen, z. B. bei Vorschubantrieben, Servomechanismen usw., wird konstantes Drehmoment verlangt, während die Drehzahl im Verhältnis 1:10 bis 1:50 stufenlos veränderbar sein soll. Da die benötigten Antriebsleistungen zumeist nur gering sind, können in solchen Fällen einfache Geräte benutzt werden, die konstanten Feldstrom und eine regelbare Ankerspannung aus einem Einphasen-Halbweg-Gleichrichter liefern. Eine derartige Schaltung ist in *Abb. 17-5* dargestellt, bei der der angeschlos-

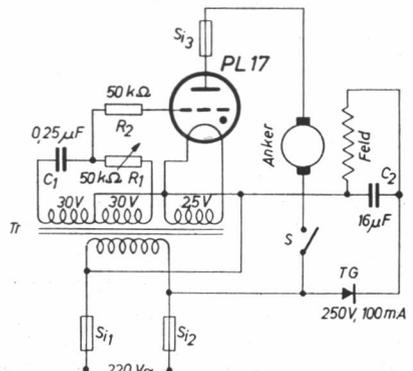


Abb. 17-5. Einfaches Motorsteuerungsgerät mit Ankerspannungsregelung für kleine Leistungen

sene Motor für 220 V ausgelegt ist und eine Leistungsaufnahme bis zu 80 W hat. Das Feld wird über einen Trockengleichrichter TG mit Strom versorgt. Auf einen eingangsseitigen Leistungstransformator wurde aus Gründen der Kostenersparnis verzichtet. Im Ankerstromkreis liegt ein Thyatron Valvo PL 17, durch dessen Gittersteuerung die dem Anker zugeführte Spannung stufenlos geregelt werden kann. Tatsächlich handelt es sich hierbei nur um Spannungsimpulse, und dementsprechend ist auch der Stromfluß durch den Anker nicht kontinuierlich, sondern lückend. Die Größe der Stromimpulse hängt sowohl von dem eingestellten Zündwinkel des Thyatrons als auch von der Größe der von dem Anker gelieferten Gegen-EMK ab. Diese Verhältnisse sind in Abb. 17-6 angedeutet, in welcher der Brennspannungsabfall des Thyatrons der Übersichtlichkeit halber vernachlässigt ist. In Bild a ist ein Zündwinkel φ_1 von 90° angenommen, während die Gegen-EMK klein ist. Es fließen dann verhältnismäßig

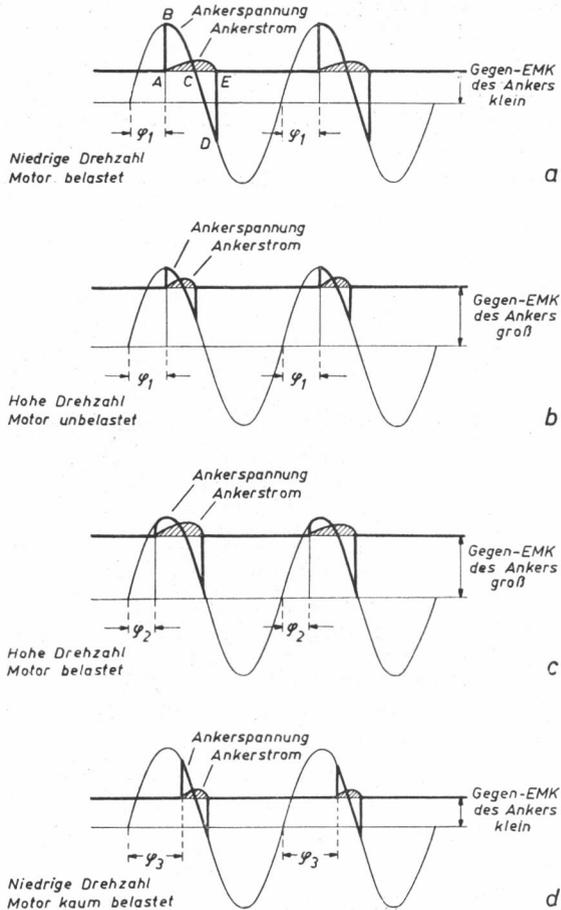


Abb. 17-6. Strom- und Spannungsverhältnisse bei verschiedenen Drehzahlen und Belastungen

große Stromimpulse, d.h., der Motor gibt Leistung ab, und die Drehzahl ist niedrig. In Bild b sind die Verhältnisse bei gleichem Zündwinkel φ_1 , doch hoher Gegen-EMK gezeigt. Die Ankerstromimpulse sind nur gering und mögen gerade ausreichen, um die sich bei der hohen Drehzahl ergebenden Eigenverluste zu decken; der Motor arbeitet praktisch unbelastet. Angenommen, es tritt nun eine Belastung auf, so würde sich die Drehzahl verringern und der Ankerstrom vergrößern, bis etwa die in Bild a gezeigten Verhältnisse erreicht wären. Ist der Drehzahlabfall jedoch unerwünscht, so kann die Vergrößerung des Ankerstroms durch Vorverlegung des Zündzeitpunkts des Thyatrons

(Verkleinerung von φ) gedeckt werden (Bild c). Die Drehzahl bleibt in diesem Fall konstant. Schließlich ist in Bild d dargestellt, wie bei niedriger Drehzahl und nur geringer Motorbelastung der Zündwinkel φ vergrößert werden muß.

In Abb. 17-5 wird der Zündwinkel durch eine dem Gitter zugeführte Steuerwechselspannung von 30 V beeinflußt, deren Phasenlage zur Anodenspannung veränderbar ist (Horizontalsteuerung). Dies geschieht durch die aus der Transformatorwicklung und der Serienschaltung C_1 , R_1 gebildete Phasenbrücke. Die Phasenlage ist durch R_1 einstellbar. Da



Abb. 17-7. Laborgerät nach der in Abb. 17-5 dargestellten Schaltung

dieses Regelglied nur schwachstrommäßig beaufschlagt wird, kann ein in der Rundfunktechnik gebräuchliches Potentiometer verwendet werden, und eine Fernbedienung über ein geeignetes Schwachstromkabel ist möglich. Um den Gesamtaufwand niedrig zu halten, ist keine Ankerstrombegrenzung vorgesehen. Als Schutz für Ankerwicklung und Röhre gegen Überlastung dient die entsprechend zu dimensionierende Sicherung S_3 . Durch den Schalter S kann der Motor ein- und ausgeschaltet werden. Abb. 17-7 zeigt ein Versuchsgerät, das nach der in Abb. 17-5 dargestellten Schaltung aufgebaut wurde.

Schaltung mit Drehzahlstabilisierung und Schnellbremsung

Eine etwas anspruchsvollere Schaltung, die mit lastunabhängiger Drehzahlstabilisierung und Schnellbremsung ausgerüstet ist, zeigt *Abb. 17-8*. Das Feld wird wiederum konstantgehalten und aus einem mit der Doppelweg-Gleichrichterröhre *Valvo 1701* bestückten Gleichrichter gespeist. An dem Widerstand R_5 entsteht durch den Feldstrom ein Spannungsabfall von etwa 30 V, so daß an dem Schleifer des Potentiometers R_3 eine Spannung gegenüber dem Punkt *B* abgenommen werden kann, die je nach Einstellung zwischen -30 und +220 V liegen kann. Diese Spannung liegt im Gitterkreis des zur Erzeugung der Ankerspannung dienenden Thyratrons *T* (*Valvo PL 57*). Ferner ist noch eine gegenüber der Anodenspannung um 90° in der Phase verschobene Steuerwechselspannung von 20 V vorhanden, die einer *RC*-Phasenbrücke (C_1 und R_1) entnommen wird (Vertikalsteuerung). Durch R_3 kann die gewünschte Drehzahl des Motors im voraus eingestellt werden. Ist die an R_3 abgegriffene Spannung z. B. 100 V, so wird sie, wenn der Schalter *S* geschlossen und das Relais *Rel* betätigt ist, im Gitterkreis des Thyratrons *T* wirksam. Die Röhre zündet somit in jeder positiven Halbperiode ohne Verzögerung, und der Motor läuft an. Hierdurch entsteht am Anker eine Gegen-EMK, die mit wachsender Drehzahl zunimmt, bis sie schließlich einen

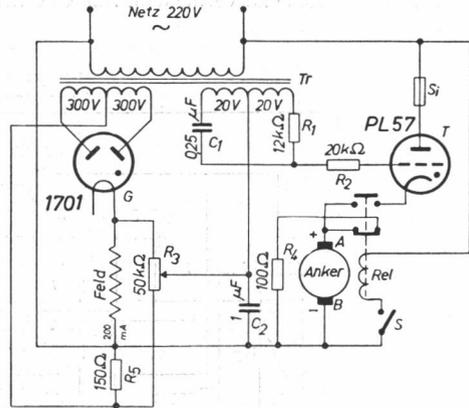


Abb. 17-8. Einphasiges Motorsteuerungsgerät mit Ankerspannungsregelung und Drehzahlstabilisierung für kleine Leistungen

Wert von etwa 70 V erreicht hat. Da diese Spannung der an R_3 abgegriffenen Spannung entgegenwirkt, wird eine weitere Drehzahlerhöhung eine Verzögerung des Zündzeitpunktes verursachen, bis sich schließlich die Drehzahl auf den vorgegebenen Wert einstellt. Wenn der Motor nun stärker belastet wird, so nimmt die Drehzahl und damit die Gegen-EMK um einen gewissen geringen Betrag ab. Hierdurch wird jedoch gleichzeitig der Zündzeitpunkt vorverlegt, so daß der Ankerstrom entsprechend der erhöhten Belastung zunimmt und ein weiterer Drehzahlabfall vermieden wird. In dieser Weise kann eine belastungsunabhängige Stabilisierung der Drehzahl innerhalb einer Toleranz von einigen Prozent erreicht werden, die in vielen Fällen völlig ausreichend ist. Sobald der Schalter *S* geöffnet wird, fällt das Relais ab, und der Anker wird von der Stromversorgung getrennt und einem Bremswiderstand R_4 parallel geschaltet, in dem sich die Energie, die von dem jetzt als Generator arbeitenden Motor geliefert wird, in Wärme umsetzt. Es wird so eine wirksame Schnellbremsung erreicht. Die Leistung des Motors kann bei dieser Schaltung etwa 400 W betragen; verwendet man an Stelle der *PL 57* eine Röhre *PL 105*, so können Motoren mit einer Leistung bis zu 1,2 kW angeschlossen werden.

Dreiphasige Motorsteuerungsschaltung mit Anker- und Feldregelung

Die vollständige Schaltung einer dreiphasigen Motorsteuerungsanlage mit kombinierter Anker- und Feldregelung für eine Höchstleistung von 9 kW, die mit lastunabhängiger Drehzahlstabilisierung und IR -Kompensation, automatischer Ankerstrombegrenzung, Schnellbremsung und Drehrichtungsumkehr ausgerüstet ist, zeigt Abb. 17-9. Das Gerät ist im Interesse eines hohen Drehzahlregelbereichs zum Anschluß von 440-V-Motoren bestimmt, so daß in diesem Fall ein primärseitiger Leistungstransformator vorgesehen ist, der die Netzspannung auf den erforderlichen Wert herauftransformiert. Die Sekundärseite ist in Zickzackschaltung ausgeführt, um eine Vormagnetisierung durch die gleichgerichteten Anodenströme zu vermeiden. Zur Gleichrichtung sind drei Thyratrons PL 105 vor-

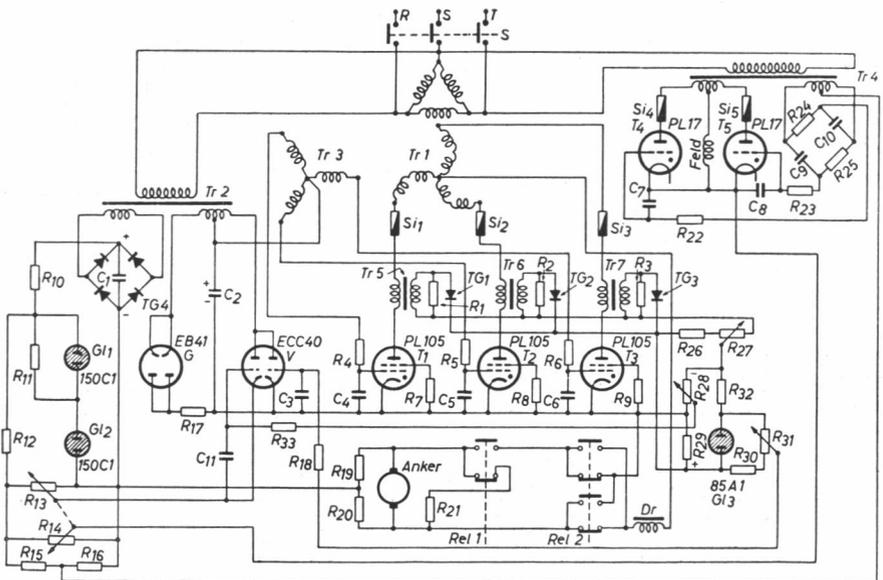


Abb. 17-9. Dreiphasiges Motorsteuerungsgerät mit Ankerspannungs- und Feldregelung, lastunabhängiger Drehzahlstabilisierung, Drehrichtungsumkehr, IR -Kompensation und Ankerstrombegrenzung

gesehen, so daß ein höchstzulässiger Ankerstrom von im Mittel rd. 20 A entnommen werden kann. Der Zündwinkel dieser Röhren wird durch Vertikalsteuerung beeinflusst; die Steuergitter erhalten über die Sekundärwicklungen des Transformators Tr_3 (dessen Primärseite der Übersichtlichkeit halber nicht dargestellt ist) jeweils eine gegenüber der Anodenspannung um 90° phasenverzögerte Wechselspannung von etwa 30 V. Die zur Steuerung außerdem erforderliche variable Gleichspannung steht an dem Kondensator C_2 und wird durch die Gleichrichterwirkung der Röhren G und V erzeugt. Angenommen, die beiden Systeme der Röhre V seien gesperrt, so wird C_2 durch G mit der angegebenen Polarität auf etwa

100 V aufgeladen, und die Thyratrons T_1 , T_2 , T_3 zünden ohne Verzögerung. In dem Maße jedoch, wie ein oder beide Systeme der Röhre V Strom durchlassen, vermindert sich die Ladung von C_2 und nimmt schließlich umgekehrte Polarität an, so daß der Zündwinkel der Thyratrons entsprechend vergrößert wird, bis diese Röhren schließlich völlig gesperrt sind, wenn ein System von V vollen Strom durchläßt. Das linke System, das zur lastunabhängigen Drehzahlstabilisierung dient, erhält eine Gitterspannung, die sich aus der Differenz einer an R_{13} abgegriffenen und durch Gl_1 , Gl_2 stabilisierten Spannung und der Hälfte der Ankerspannung ergibt. Sobald nun z. B. die Motordrehzahl und damit die Ankerspannung etwas höher sind, als es dem durch R_{13} vorgewählten Wert entspricht, erhält das linke System von V eine positive Gitterspannung, und die Thyratrons werden gedrosselt, bis sich die Drehzahl entsprechend verringert hat. Ist umgekehrt die Drehzahl z. B. durch stärkere Motorbelastung niedriger als der eingestellte Sollwert, so überwiegt die an R_{13} abgegriffene Spannung, und das linke System von V wird stärker gesperrt, wodurch sich der Zündwinkel der Thyratrons verringert und ein der erhöhten Belastung entsprechender Ankerstrom fließt. Hierdurch wächst allerdings auch der an dem Ankerwiderstand entstehende Spannungsabfall, der die Differenz der Ankerspannung und der von dem Motor gelieferten Gegen-EMK darstellt. Da die Drehzahl jedoch der Gegen-EMK und nicht der Ankerspannung unmittelbar proportional ist, muß der Einfluß des IR -Spannungsabfalls im Anker in geeigneter Weise kompensiert werden. Dies geschieht dadurch, daß das Gitter des linken Systems von V nicht unmittelbar mit der gemeinsamen Katodenleitung der Thyratrons verbunden ist, sondern eine zusätzliche negative Vorspannung durch den Abgriff an dem Widerstand R_{28} erhält. Dieser Widerstand wird von einem Strom durchflossen, der dem Ankerstrom proportional ist; das linke System wird also mit wachsendem Ankerstrom stärker gesperrt, wodurch sich die Ankerspannung erhöht und der bei zunehmender Belastung andernfalls auftretende Drehzahlabfall ausgeglichen wird. Diese Kompensation arbeitet so gut, daß die Drehzahländerung bei Übergang von Leerlauf auf Vollast nicht größer als $1 \dots 2\%$ ist, falls der Abgriff an R_{28} optimal eingestellt wird.

Zur automatischen Begrenzung des Ankerstroms liegen in den Anodenleitungen der Thyratrons besondere Stromtransformatoren Tr_5 , Tr_6 , Tr_7 , deren Sekundärspannung durch kleine Trockengleichrichter TG_1 , TG_2 , TG_3 gleichgerichtet wird, so daß bei vollem Ankerstrom von rd. 20 A eine gleichgerichtete Spannung von etwa 300 V entsteht. Ein Teil dieser Spannung liegt über einem aus R_{26} und R_{27} gebildeten Spannungsteiler an einer Brückenschaltung, die aus den Widerständen R_{28} und R_{29} bzw. R_{32} und R_{31} , R_{30} besteht. Parallel zu den letztgenannten Widerständen ist eine Glimmstrecke Gl_3 geschaltet. An R_{31} wird die Vorspannung für das Gitter der rechten Hälfte der Doppeltriode V abgenommen; der Abgriff ist so eingestellt, daß, solange Gl_3 gelöscht ist, das Gitter um $30 \dots 40$ V negativer ist als die Katode. Das rechte System von V ist also gesperrt. Es sei angenommen, daß der Schleifer des Potentiometers R_{27} , das zur Einstellung der Ankerstrombegrenzung dient, zum linken Anschlag gedreht ist. Wenn nun die von den Stromtransformatoren gelieferte Spannung 300 V zu übersteigen beginnt, ist die an der Brücke liegende Spannung etwas höher als 150 V, und die an R_{30} und R_{31} stehende Spannung erreicht den Wert der Zündspannung von Gl_3 , worauf diese Röhre zündet. Die an ihr stehende Spannung vermindert sich auf 85 V, und es wird die Gitterspannung der rechten Hälfte von V nahezu Null. Das System wird leitend, und die Thyratrons werden entsprechend gedrosselt, so daß der Ankerstrom nicht mehr zunehmen kann. Wenn der Schleifer von R_{27} auf einen

mittleren Wert eingestellt wird, erfolgt die Strombegrenzung bereits bei einem niedrigeren Ankerstrom; ist er z. B. zum rechten Anschlag gedreht, tritt die Begrenzung schon bei einem Ankerstrom von etwa 10 A ein.

Wie bei der in *Abb. 17-8* gezeigten Schaltung wird der Motor dadurch gebremst, daß der Anker von dem Gleichrichter abgetrennt und einem Bremswiderstand R_{21} parallel geschaltet wird. Hierzu dient das Relais Rel_1 , dessen Erregerwicklung und Schaltstromkreis der Übersichtlichkeit halber nicht gezeichnet sind. Zur Umschaltung des Motors auf Linkslauf wird der Anker umgepolt; hierzu dient das Relais Rel_2 .

Die Felderregung wird einem besonderen Gleichrichterteil entnommen, der mit den Thyratrons T_4, T_5 bestückt ist. Der Zündwinkel dieser Röhren wird durch Vertikalsteuerung beeinflusst; hierzu dienen die RC -Phasenbrücken R_{24}, C_{10} und R_{25}, C_9 . Die variable Gleichspannung wird einer Brückenschaltung entnommen, die aus den Widerständen R_{14}, R_{15}, R_{16} besteht. Das zur Regelung des Feldes dienende Potentiometer R_{14} kann mit dem Ankerspannungspotentiometer R_{13} mechanisch so gekuppelt werden, daß bei der Betätigung des gemeinsamen Drehknopfs zunächst die Ankerspannung hochgeregelt und sodann das Feld geschwächt wird. In diesem Fall ist ein Drehzahlregelbereich von etwa 1 : 150 erreichbar. Natürlich ist jedoch auch eine getrennte oder aber eine gleichzeitige Beeinflussung beider Größen zur Erzielung bestimmter Antriebseigenschaften möglich.

Statt eines einzigen Potentiometers können ohne weiteres mehrere Regelglieder verwendet werden, die sich z. B. wahlweise durch Druckknöpfe in den Stromkreis einschalten lassen. In dieser Weise ist es möglich, verschiedene Motordrehzahlen vorzuwählen und in einer bestimmten Reihenfolge nacheinander ablaufen zu lassen, wobei die Drehzahlumschaltung z. B. direkt mit den Bewegungen des Revolverkopfes einer Drehbank gekuppelt werden kann (Programmsteuerung).

Antrieb mit konstantem Drehmoment

Durch die Wirkung der Drehzahlstabilisierung mit IR -Kompensation und der Ankerstrombegrenzung entsteht eine Drehzahlcharakteristik des Motors, wie sie *Abb. 17-10* wiedergibt. Die Steilheit des Drehzahlabfalls an der oberen Grenze des Drehmoments läßt sich so hoch treiben, daß das Drehmoment nur um einen sehr kleinen Betrag beim Abbremsen von der Nennzahl bis zum Stillstand zunimmt, d. h. nahezu konstant bleibt.

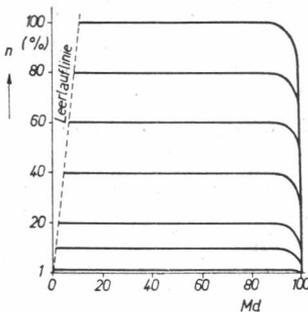


Abb. 17-10. Drehzahlkennlinien eines Motors mit IR -Kompensation und Ankerstrombegrenzung

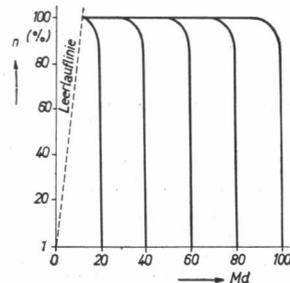


Abb. 17-11. Drehzahlkennlinien bei Steuerung auf konstantes Drehmoment

In diesem Fall ergibt sich die Möglichkeit der Steuerung des Antriebs auf konstantes Drehmoment, indem man die Ankerstrombegrenzung auf den jeweils gewünschten Wert des Drehmoments einstellt (Abb. 17-11). Diese Drehmomentstabilisierung ist besonders wichtig bei Mehrmotorenantrieben, die in Walz- und Drahtwerken, in der Textilindustrie und so weiter vielfach vorkommen. Bekanntlich bestimmt ein Leitmotor die Warentransportgeschwindigkeit, während die Folgemotoren sich hinsichtlich der Drehzahl anpassen müssen, damit keine Dehnungen oder Stauchungen der Ware eintreten. Diese Forderung ist in eleganter Weise unter Einsparung der sonst üblichen Tänzerwalzensteuerung durch eine elektronische Motorsteuerungsanlage erfüllbar, bei der die Folgemotoren auf ein der zulässigen Zugbeanspruchung der Ware entsprechendes Drehmoment eingestellt werden, das sodann konstantgehalten wird. Die jeweils erforderliche Drehzahl stellt sich von selbst ein. Umgekehrt bleibt die Zugkraft an der Ware unabhängig von der Transportgeschwindigkeit stets konstant, selbst im Fall des völligen Stillstands.

Elektronische Steuerung von Wickelantrieben

Ein in industriellen Betrieben sehr häufig auftretendes Problem ist die Aufwicklung von Fäden, Drähten, Papierbahnen und so weiter. Da der Durchmesser der Wickeltrommel ständig zunimmt, muß die Drehzahl, konstante Warengeschwindigkeit vorausgesetzt, ent-

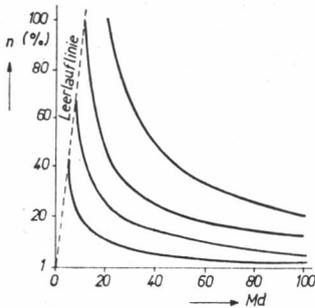


Abb. 17-12. Drehzahlkennlinien bei Steuerung auf konstante Leistung

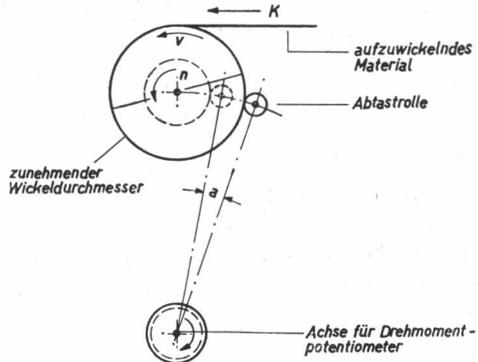


Abb. 17-13. Wickeltrommel mit Andruckrolle zur Steuerung des Drehmoments

sprechend abnehmen. Da die Zugkraft K an der Ware konstant bleiben soll, wird das Drehmoment

$$M_d = K \cdot r \quad (17.9)$$

proportional dem Radius des Wickels zunehmen müssen, während die Leistung als Produkt von Drehmoment und Drehzahl konstant bleibt. Die Anlage muß also so gesteuert werden, daß in der Drehzahl-Drehmoment-Ebene eine Kurve konstanter Leistung, d. h. also eine Hyperbel durchlaufen wird (Abb. 17-12). Dies kann z. B. in einfacher Weise dadurch geschehen, daß eine Andruckrolle den Durchmesser des Wickels abtastet, wodurch das zur Einstellung des Drehmoments dienende Potentiometer betätigt wird (Abb. 17-13).

Antrieb mit konstanter Leistung

Man kann jedoch noch einen Schritt weitergehen und die Andruckrolle mitsamt dem mechanischen Gestänge einsparen, indem man die Anlage auf konstante Leistung steuert. Entsprechend der gewünschten mittleren Drehzahl bzw. der Transportgeschwindigkeit der Ware wird dazu die Spannung des Ankergleichrichters auf einen bestimmten Wert eingestellt und nunmehr ein besonderer Gleichrichter für den Feldstrom so gesteuert, daß der Ankerstrom, dessen Sollwert dem auftretenden Leistungsbedarf entsprechend ebenfalls vorzuwählen ist, konstant bleibt. Es ergibt sich eine dem Wickeldurchmesser proportionale Erhöhung des Feldstroms, die nach Gl. (17.2) und (17.3) eine entsprechende Vergrößerung des Drehmoments hervorruft, während die Drehzahl umgekehrt proportional abnimmt. Da die Feldregelung einen Drehzahlregelbereich von nur 1:3 bis höchstens 1:5 zuläßt, ist diese Begrenzung auch für das Verhältnis der Durchmesser von leerer und voller Wickeltrommel gegeben. In der Praxis kommen jedoch größere Durchmesserhältnisse nur in seltenen Fällen vor.

Nutzbremmung

Die Änderung der Drehrichtung ist in einfacher Weise dadurch möglich, daß durch ein Schaltschütz die Ankerspannung umgepolt wird. Natürlich besteht auch die Möglichkeit, das Feld umzupolen, was auch auf elektronischem Wege erfolgen kann. Im einfachsten Fall wird der Motor durch Abtrennung des Ankers von der Stromversorgung und Parallelschaltung zu einem Widerstand abgebremst, in dem sich die Bewegungsenergie in Wärme umsetzt. Ein wesentlich eleganteres Verfahren zur Bremsung und Umkehr der Drehrichtung besteht darin, daß zunächst die Thyratrons gesperrt werden, damit kein Strom fließt, und dann der Anker durch ein Wendeschütz umgepolt wird. Durch die jetzt mit umgekehrter Polarität im Ankerstromkreis wirksame EMK des Ankers tritt Wechselrichterbetrieb ein, wodurch die kinetische Energie des Motors in elektrische Energie umgewandelt und wieder in das Netz zurückgeliefert wird (Nutzbremmung). Diese Verhältnisse sind für eine dreiphasige Anlage in der Abb. 17-14 dargestellt. Der Zündwinkel der Thyratrons ist zunächst sehr groß, um Kurzschlußströme zu vermeiden, und wird mit abnehmender Anker-EMK ver-

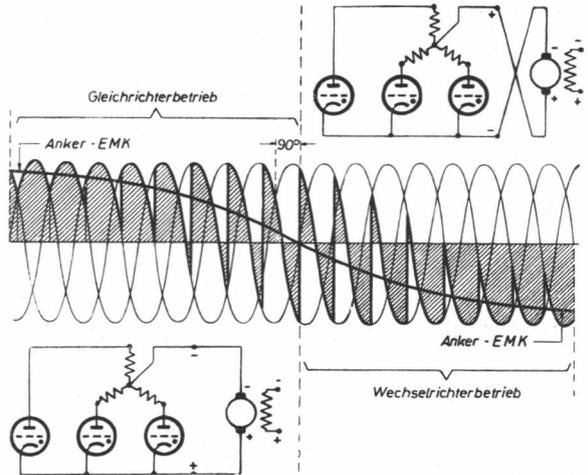


Abb. 17-14. Arbeitsweise des gesteuerten Gleichrichters als Wechselrichter während der Drehrichtungsumkehr des Motors

kleinert, wobei Abb. 17-14 von rechts nach links durchlaufen wird. Für $\varphi = 90^\circ$ ist die Spannung Null und der Motor im Stillstand. Weitere Verkleinerung des Zündwinkels verursacht das Anlaufen des Motors in umgekehrter Drehrichtung.

Motor-Umkehrstromrichter

Eine Vervollkommnung der Schaltung besteht darin, daß das Wendeschütz durch einen zweiten Satz Stromrichterröhren ersetzt wird, die gegensinnig geschaltet sind (Zwei-Gefäßschaltung). Die Schaltung eines derartigen einphasigen Umkehrstromrichters haben wir bereits im Teil II.15 (Abb. 15-5) kennengelernt. Die Schaltung einer andern, gleichfalls einphasigen Motorumkehrsteuerung soll nachfolgend beschrieben werden, die auf Grund ihres verhältnismäßig einfachen Aufbaus besonders für Anlagen kleinerer Leistung geeignet ist, wie sie beispielsweise als Vorschubantrieb bei Kopierdreh- oder Fräsbänken mit Fühlersteuerung in Betracht kommen. Die Beeinflussung der gegenparallel geschalteten Thyratrons erfolgt hier in der Form der Vertikalsteuerung, jedoch wird die veränderliche Steuergleichspannung über zusätzliche Gleichrichter aus einer in ihrer Größe vom Meßglied beeinflussbaren Wechselspannung hergeleitet. Durch die Zwischenschaltung von Transformatoren bietet sich dann die Möglichkeit der galvanischen Trennung der Gitterkreise der Thyratrons, wie dies bei Antiparallelschaltungen ja erforderlich ist.

Bei einem fotoelektrisch gesteuerten Motor-Umkehrstromrichter besteht, wie bereits im Teil II.15 dargelegt wurde, die Forderung, daß bei mittlerer Belichtung der Fotozelle die antiparallel geschalteten Thyratrons im Ankerstromkreis des fremderregten Gleichstromnebenschlußmotors beide gesperrt sind, während mit fortschreitender Über- oder Unterbelichtung der Zelle jeweils ein Thyatron zunehmend geöffnet wird und somit Drehzahl und Drehrichtung des Motors bestimmt. Bei Anwendung der Vertikalsteuerung muß also bei Abweichung der Fotozellenbelichtung vom Mittelwert

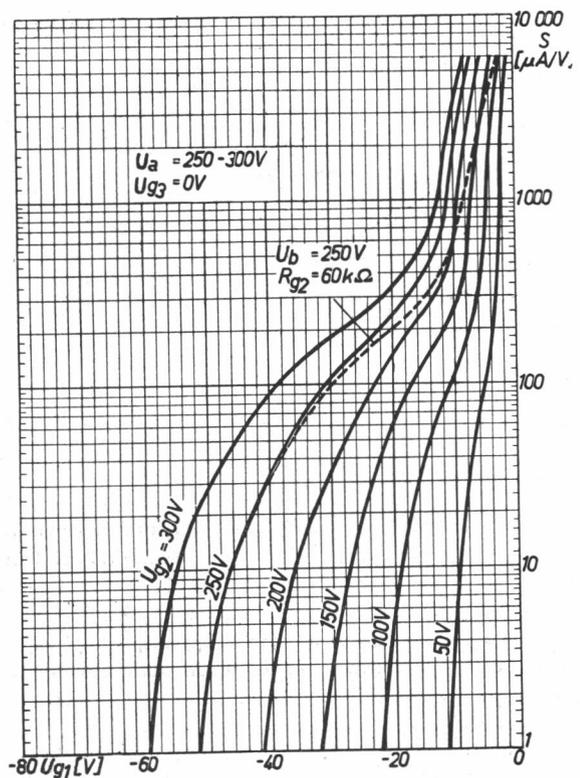


Abb. 17-15. Steilheit einer Regelröhre (EF 85) als Funktion der negativen Steuergitterspannung

die Gittergleichspannung für die zu öffnende Röhre positiveren Werten zustreben, während die Gittergleichspannung für das gesperrte Rohr zumindest auf dem gleichen Wert bleiben oder negativer werden muß. Bei Herleitung dieser Gittergleichspannungen aus Wechselspannungen entsprechender Größe besteht somit für letztere gleichfalls die Notwendigkeit eines gegenläufigen Amplitudenverlaufs in Abhängigkeit von der Fotozellenbelichtung. Eine Möglichkeit, diese Forderung auf einfache Weise zu erfüllen, bietet eine Anordnung unter Verwendung von Verstärkerröhren mit Regelcharakteristik. Bei solchen Röhren besteht das Steuergitter aus einer Spirale, die mit veränderlicher Steigung gewickelt ist. Hierdurch entsteht eine gekrümmte I_a-U_g -Kennlinie, deren Steilheit sich über einen großen Bereich ändert. *Abb. 17-15* zeigt die Steilheit einer Röhre mit Regelcharakteristik (*Valvo EF 85*) in Abhängigkeit von der negativen Steuergitterspannung. Wie man sieht, ändert sich die Steilheit im Bereich von $1 \dots 6000 \mu\text{A/V}$, d. h., der Verstärkungsgrad der Röhre variiert durch Verlagerung des Arbeitspunktes in entsprechender Weise. Legt man also an das Steuergitter einer Regelröhre eine konstante Gitterwechselspannung in Reihe mit einer variablen Gittergleichspannung, so wird die Größe der im Anodenkreis auftretenden verstärkten Wechselspannung eine Funktion der Gittergleichspannung. In *Abb. 17-16* wird der Regelröhre V_1 gitterseitig eine Wechselspannung $U_g \sim$ sowie eine Gleichspannung zugeführt, die aus einer

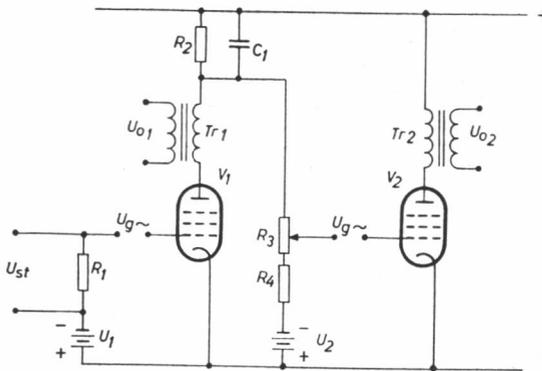


Abb. 17-16. Prinzipschaltung zur gegenläufigen Amplitudenbeeinflussung zweier Wechselspannungen durch zwei Regelröhren

konstanten negativen Spannung U_1 und einer variablen Steuerspannung U_{st} besteht. Die Größe der Spannung U_1 ist so gewählt, daß bei dem Mittelwert der Steuergleichspannung U_{st} die Steilheit der Regelröhre einen mittleren Wert annimmt. Beim Anwachsen der Steuerspannung verlagert sich der Arbeitspunkt in das Gebiet größerer Steilheit, wodurch eine Erhöhung der an der Primärseite des Transformators Tr_1 auftretenden Wechselspannung bewirkt wird. Umgekehrt arbeitet die Regelröhre bei Erniedrigung der Steuergleichspannung U_{st} in einem Gebiet geringerer Steilheit, wodurch die Wechselspannungsamplitude am Transformator Tr_1 herabgesetzt wird. An der Sekundärwicklung von Tr_1 kann also eine Wechselspannung U_{o1} abgenommen werden, deren Amplitude von der Größe von U_{st} abhängt. Zur Gewinnung einer zweiten Wechselspannung mit entgegengesetztem Amplitudenverlauf ist eine zweite Regelröhre V_2 vorgesehen. Über einen aus den Widerständen R_2, R_3, R_4 gebildeten Spannungsteiler und durch die negative Gittervorspannung U_2

erhält diese Röhre bei dem Mittelwert der Steuergleichspannung U_{st} eine solche Gitterspannung, daß ihre Arbeitsteilheit gleich der der Röhre V_1 ist. Bei gleicher Gitterwechselspannungs-Amplitude $U_g \sim$ beider Röhren werden demnach auch die Amplituden der Ausgangswechselspannungen U_{o1} und U_{o2} den gleichen Wert aufweisen. Erhöht sich die

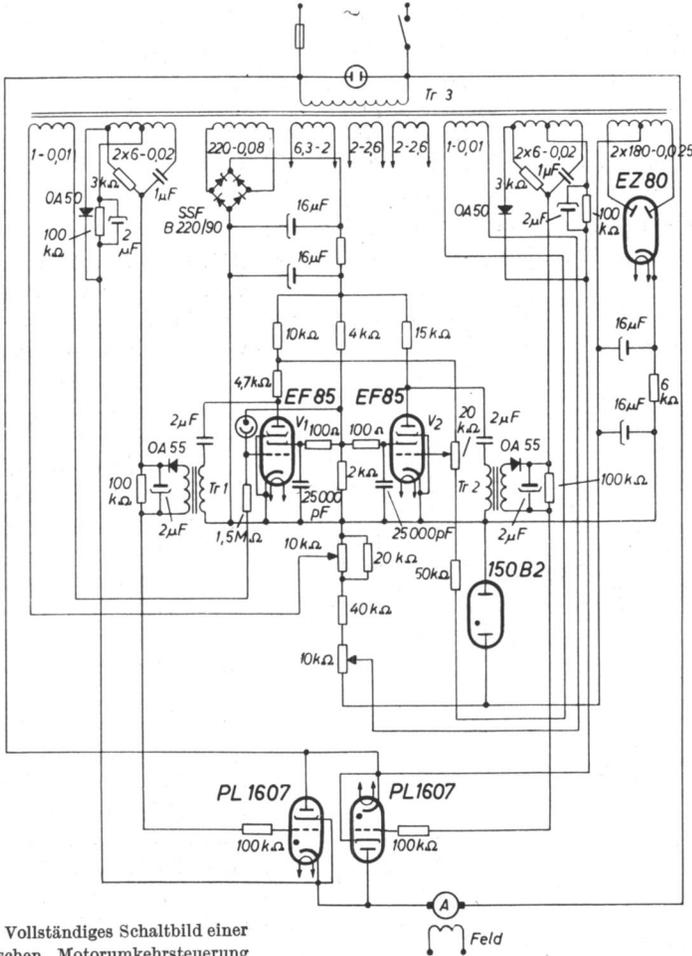


Abb. 17-17. Vollständiges Schaltbild einer lichtelektrischen Motorumkehrsteuerung

Steuerspannung U_{st} , so wächst der mittlere Anodengleichstrom der Röhre V_1 und verursacht einen höheren Spannungsabfall an R_2 . Dadurch verringert sich die Gittergleichspannung von V_2 , der Verstärkungsfaktor dieser Röhre wird geringer, und die Ausgangswechselspannung U_{o2} nimmt ebenfalls ab. Umgekehrt wird bei einer Verkleinerung von U_{st} die Ausgangswechselspannung U_{o1} abnehmen und U_{o2} entsprechend zunehmen. U_{o1} und U_{o2} ändern also ihre Amplituden in gegenläufigem Sinn.

Abb. 17-17 zeigt das Schaltbild eines fotoelektrisch gesteuerten Motor-Umkehrstromrichters für den automatischen Tischvorschub einer Kopierfräsbank, bei der diese Steuerschaltung verwendet wird. Als Regelröhren finden zwei Pentoden *Valvo* EF 85 Verwendung. Den Gitterkreisen beider Röhren werden von entsprechenden Transformatorwicklungen Wechselspannungen von $1 V_{\text{eff}}$ zugeführt. Die erforderlichen negativen Gittergleichspannungen werden über $10\text{-k}\Omega$ -Potentiometer von einem gemeinsamen Spannungsteiler aus einreguliert, der von einem mit der Stabilisatorröhre 150 B 2 stabilisierten Gleichrichter- teil gespeist wird. Die Wechselspannungen variabler Größe werden den Sekundärwicklungen der Transformatoren Tr_1 und Tr_2 entnommen, durch zwei Kristalldioden OA 55 gleichgerichtet und den Gitterkreisen der beiden antiparallel geschalteten Thyratrons PL 1607 zugeführt. Zur Erreichung einer genügenden Spannungsverstärkung und zur Vermeidung einer Gleichstromvormagnetisierung der Trafokerne sind die Primärwicklungen von Tr_1 , Tr_2 kapazitiv an die Anoden der beiden Regelröhren angekoppelt.

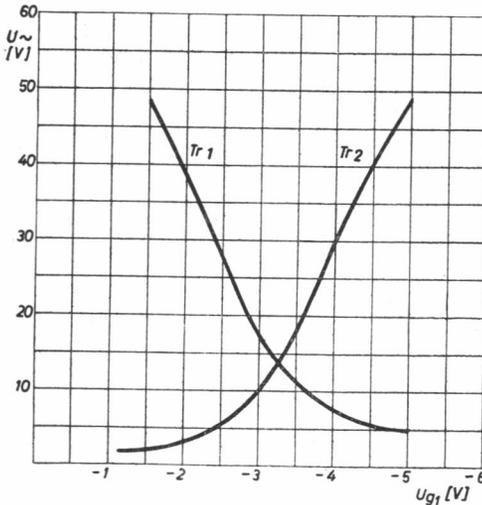


Abb. 17-18
Sekundäre Ausgangsspannung an Tr_1 und Tr_2 in Abhängigkeit von der wirksamen Gittervorspannung an V_1

Abb. 17-18 zeigt den Amplitudenverlauf beider Sekundärspannungen in Abhängigkeit von der wirksamen Gittervorspannung der ersten Regelröhre. Im Gleichgewichtszustand liefern beide Transformatoren eine Ausgangsspannung von je etwa 14 V. Durch Änderung der Steuerspannung am Gitter der ersten Regelröhre um \pm rd. 1,75 V können die Ausgangsspannungen von 14 V auf maximal 50 V und minimal 2 bzw. 5 V gebracht werden.

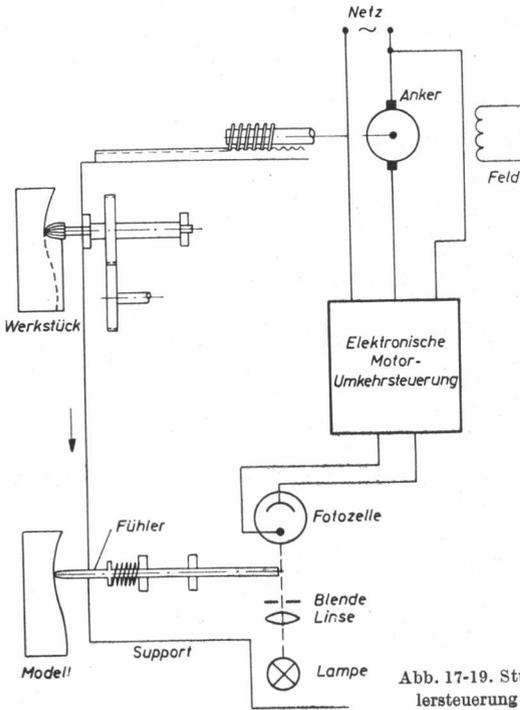
Da bei der Vertikalsteuerung die im Gitterkreis der Thyratrons wirksame Gleichspannung zwischen positiven und negativen Werten variieren muß, wird den aus den veränderlichen Wechselspannungen hergeleiteten Gittergleichspannungen je eine zusätzliche konstante Gleichspannung von der halben Höhe des erreichbaren Maximal-

werts entgegengeschaltet. Diese Kompensationsspannungen werden durch Gleichrichtung der halben für die Phasenbrücken benötigten Wechselspannungen durch zwei Kristalldioden OA 50 gewonnen. Die Phasenbrücken selbst sind in üblicher Weise aufgebaut und liefern zwei jeweils um 90° verzögerte Steuerspannungen für die beiden Thyratrons PL 1607.

Die Felderregung des Motors ist konstant und wird einem einfachen Trockengleichrichter entnommen, der aus Gründen der Übersichtlichkeit in der Abbildung fortgelassen ist.

Fotoelektrische stufenlose Fühlersteuerung

Die Wirkungsweise der elektronischen stufenlosen Fühlersteuerung an einer Kopierfräsbank zeigt die *Abb. 17-19*. Die Frässpindel ist zusammen mit dem Fühler, der das Modell abtastet, auf dem Support montiert, der sich in Pfeilrichtung



gelagerte Fühler durch die Konturen des Modells aus seiner Ruhelage geschoben wird, so nimmt die Belichtung der Fotozelle je nach der Verschiebungsrichtung zu oder ab, und der Motor läuft sofort in entsprechender Drehrichtung an, um die Abweichung wieder zu korrigieren. Im Gegensatz zu den früher verwendeten Kontaktfühlersteuerungen arbeitet diese Vorrichtung gänzlich stufenlos und vermag selbst plötzlichen Formänderungen des Modells rasch und mühelos zu folgen, so daß eine einwandfreie Bearbeitung des Werkstücks erfolgt. In *Abb. 17-20* ist der elektronische Teil der Anlage, der auf einem besonderen Chassis zusammengefaßt ist, dargestellt.

Abb. 17-19. Stufenlose elektronische Fühlersteuerung an einer Kopierfräsbank

Dreiphasen-Umkehrstromrichter

Für größere Leistungen legt man einen Motor-Umkehrstromrichter zweckmäßigerweise dreiphasig aus, so daß für den Ankerleichrichter insgesamt sechs Thyratrons benötigt werden. Das vollständige Schaltbild einer solchen Anlage, die zudem mit Ankerstrombegrenzung ausgerüstet ist, zeigt *Abb. 17-21*. Der Leistungstransformator Tr_1 liefert die Spannungen für die Anker-Thyratrons $T_4 \dots T_9$, während die in diesem Fall konstante Felderregung aus dem Transformator Tr_2 über die Thyratrons $T_1 \dots T_3$ gewonnen wird, deren Steuergitter über Schutzwiderstände an Katode liegen. Da die Thyratrons des Ankerleichrichters paarweise gegenparallel geschaltet sind, wird Horizontalsteuerung mit phasenverschobenen Impulsen angewandt. Die negative Grundgitterspannung wird sechs Gleichrichter teilen mit den Transformatoren $Tr_4 \dots Tr_9$ entnommen, während die Impulse von den Spezialtransformatoren $Tr_{23} \dots Tr_{28}$ geliefert werden, die in den Anodenstromkreisen der Steuer-

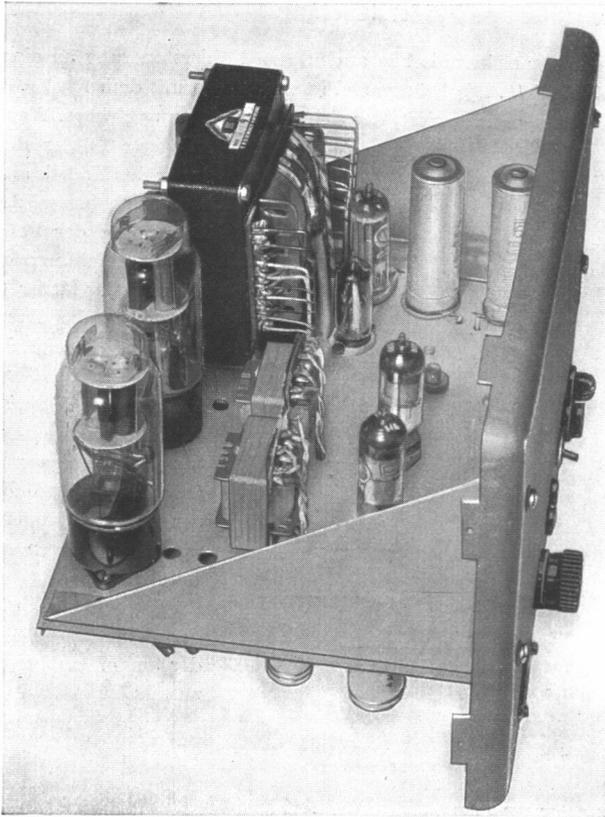


Abb. 17-20. Ansicht des elektronischen Teils der Fühlersteuerung

Thyratrons $T_{10} \dots T_{15}$ liegen. Hierbei dienen die Röhren $T_{13} \dots T_{15}$ für die Steuerung des Motors im Vorwärtslauf (Anker-Thyratrons T_4, T_6, T_8), während die Röhren $T_{10} \dots T_{12}$ die Anker-Thyratrons T_5, T_7, T_9 für den Rückwärtslauf steuern. Die drei einer Drehrichtung zugeordneten Steuer-Thyratrons enthalten in ihrer gemeinsamen Katodenleitung das für die Impulserzeugung erforderliche RC -Glied $C_7 R_{34}$ bzw. $C_{14} R_{38}$. Durch dieses RC -Glied wird erreicht, daß nach erfolgter Zündung nur im ersten Augenblick die gesamte Anodenspannung an der Primärseite des Impulstransformators liegt und anschließend durch den in Form einer gedämpften Schwingung einsetzenden Aufladevorgang des Kondensators C_7 bzw. C_{14} schnell zusammenbricht. Durch geeignete Dimensionierung ($C_7 = C_{14} = 0,5 \mu F$, $R_{34} = R_{38} = 1 k\Omega$) wird ein scharfer sekundärseitiger Impuls erzielt, dessen Spannungsmaximum je nach Zündwinkel zwischen 80 und 300 V liegt und dessen Breite maximal $300 \mu s$ beträgt. Die Primärinduktivität der Impulstransformatoren ist dabei 0,08 H (primär 180 Wdg 0,5 Cul, sekundär 450 Wdg 0,5 Cul, Kern E/J 60/20 Dynamoblech IV).

Da die Steuer-Thyratrons gleiches Katodenpotential haben, ist für sie Vertikalsteuerung möglich. Sie erhalten jeweils um 90° verzögerte Steuerwechselspannungen aus den Transformatoren $Tr_{13} \dots Tr_{15}$ und $Tr_{19} \dots Tr_{21}$, die an die jeweils entsprechenden Phasen des Netzes angeschlossen sind. Die variablen Gittergleichspannungen werden an die Kondensatoren C_{17} und C_{18} geführt; für die Spannungen besteht die Forderung, daß sie bei Stillstand des Motors von gleicher Größe und so stark negativ sein müssen, daß die Steuer-Thyratrons gerade nicht mehr zünden. Zum Vorwärts- bzw. Rückwärtslauf des Motors muß dann die Spannung an C_{18} bzw. C_{17} weniger negativ und schließlich positiv werden, während die jeweils am anderen Kondensator liegende Spannung zumindest ihren Wert behält oder noch negativer wird. Dieses gegenläufige Verhalten der beiden Spannungen wird durch das elektronische Steuerteil hervorgerufen, das aus den beiden Langlebensdaueröhren V_1 und V_2 besteht. Bei einer mittleren Einstellung des Potentiometers P fließt durch das linke Triodensystem von V_1 und das rechte Triodensystem von V_2 der gleiche Strom, und die Anoden beider Röhren haben das gleiche Potential, das negativ gegenüber dem an dem Spannungsteiler R_{48} , R_{58} abgegriffenen Potential ist. Wird nun z.B. der Schleifer des Potentiometers P nach oben (Richtung „Vorwärts“) verschoben, so wird die Steuergitterspannung des linken Systems von V_1 positiver. Infolge des größeren Anodenstroms durch dieses System sinkt das Potential der Anoden von V_1 , und da zugleich der Spannungsabfall an dem gemeinsamen Katodenwiderstand R_{57} zunimmt, wird die Gitterspannung des rechten Systems von V_2 negativer, und das Anodenpotential dieser Röhre erhöht sich. Die Spannung an C_{18} wird also positiver, was zur Folge hat, daß die Steuer-Thyratrons T_{13} , T_{14} , T_{15} mit kleiner werdendem Zündwinkel zünden, während die Röhren T_{10} , T_{11} , T_{12} gesperrt bleiben. Da die Anker-Thyratrons T_4 , T_6 , T_8 in entsprechender Weise geöffnet werden, läuft der Motor in Vorwärtsdrehrichtung an. Wird nunmehr der Schleifer von Potentiometer P in Richtung „Rückwärts“ verschoben, so sinkt der Anodenstrom des linken Systems von V_1 , während das rechte System von V_2 gleichermaßen leitend wird. Die Steuer-Thyratrons T_{13} , T_{14} , T_{15} werden gesperrt, während T_{10} , T_{11} , T_{12} mit abnehmendem Zündwinkel zünden und die Anker-Thyratrons T_5 , T_7 , T_9 öffnen. Da der Motor noch in Vorwärtsdrehrichtung läuft und eine EMK entsprechender Polarität erzeugt, tritt Wechselrichterbetrieb ein, der eine äußerst rasche und wirkungsvolle Bremsung des Motors mit anschließendem Hochlaufen in der umgekehrten Drehrichtung zur Folge hat (*Abb. 17-14*).

Um die beim Reversieren möglicherweise auftretenden hohen Spitzen des Ankerstroms abzuschneiden, ist eine Ankerstrombegrenzung vorgesehen. Zu diesem Zweck liegen in den Anodenleitungen der Ankerthyratrons Stromtransformatoren $Tr_{29} \dots Tr_{34}$, die entsprechend den beiden Stromrichtungen zusammengeschaltet sind und über Trockengleichrichter zwei Spannungen liefern, die der jeweiligen Richtung und Stärke des Ankerstroms proportional sind. Die Spannungen werden an das rechte System von V_1 bzw. das linke System von V_2 geführt. Diese beiden Triodensysteme sind normalerweise gesperrt, denn ihre Katoden erhalten ein positives Potential, das an dem Spannungsteiler R_{45} , R_{46} , R_{54} abgegriffen wird. Angenommen, der Motor läuft in Vorwärtsrichtung, so wird die linke Hälfte von V_1 leitend und die rechte Hälfte von V_2 nahezu gesperrt sein. Droht nun der Ankerstrom einen gewissen Höchstwert zu überschreiten, so wird die von Tr_{29} , Tr_{31} , Tr_{33} gelieferte Spannung so groß, daß das linke System von V_2 Strom zu führen beginnt. Hierdurch sinkt das Anodenpotential von V_2 , so daß der Zündwinkel von T_{13} , T_{14} , T_{15} größer wird, was wiederum eine Verminderung des Ankerstroms bedeutet. In analoger Weise wird das

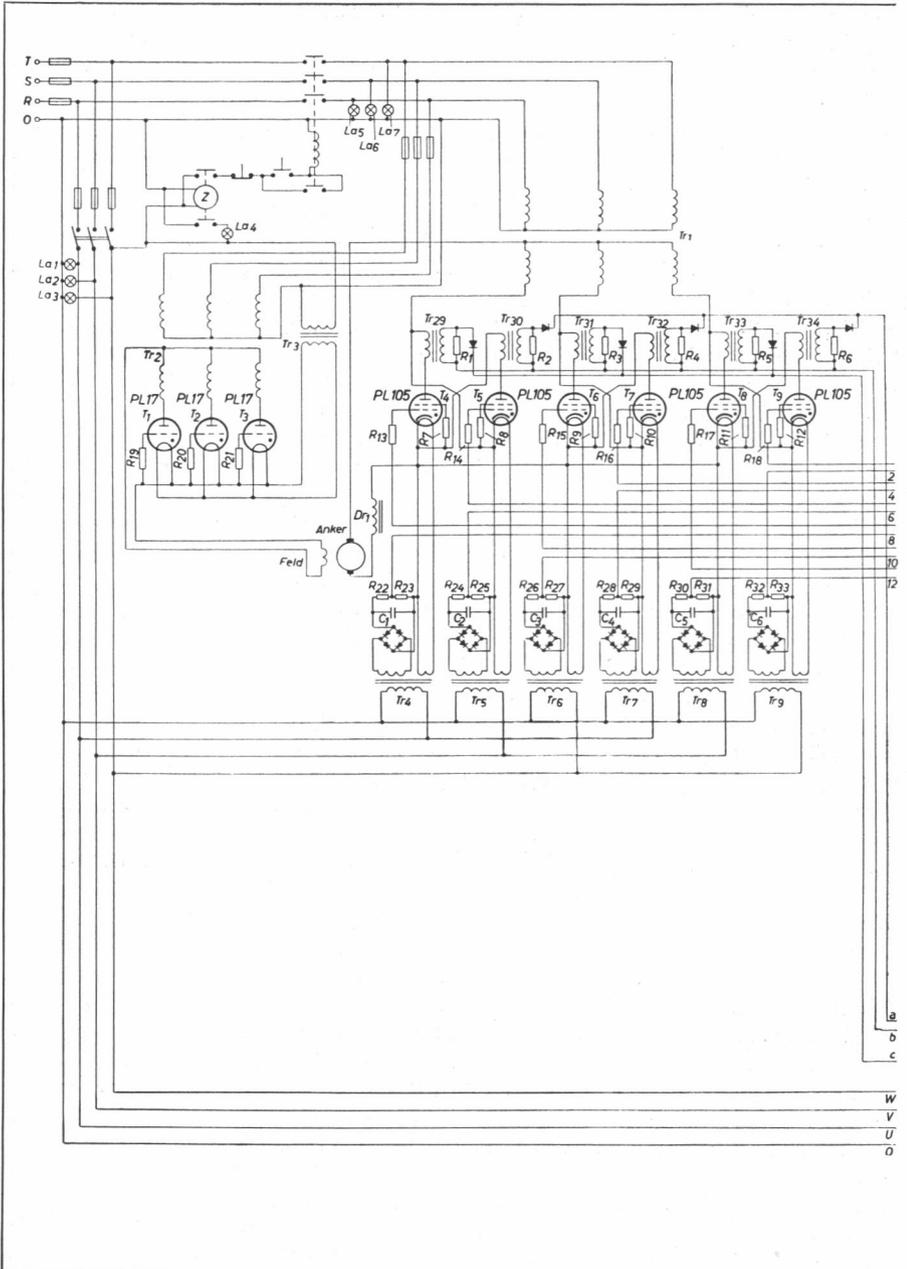
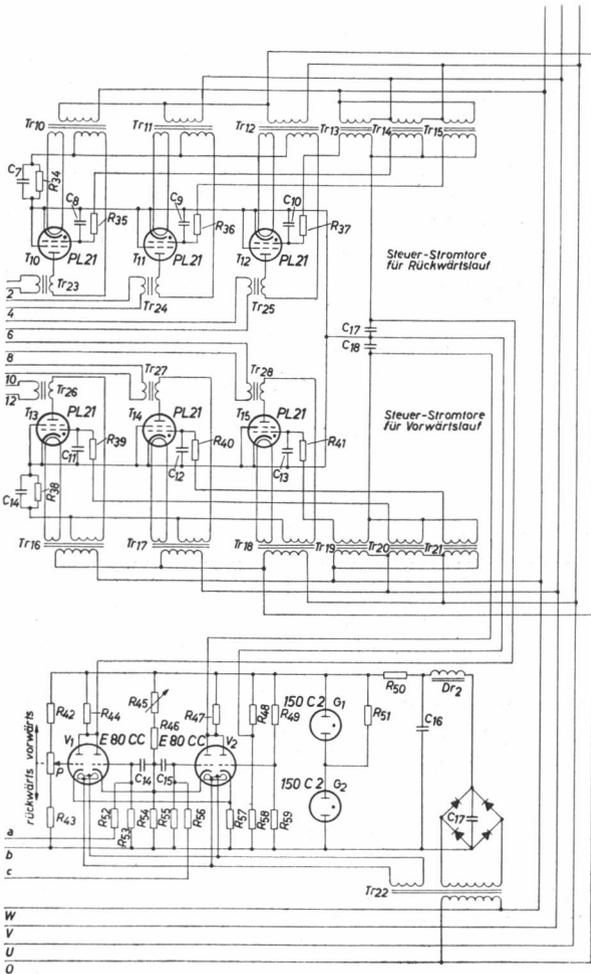


Abb. 17-21. Schaltbild eines dreiphasigen Motor-Umkehrstromrichters



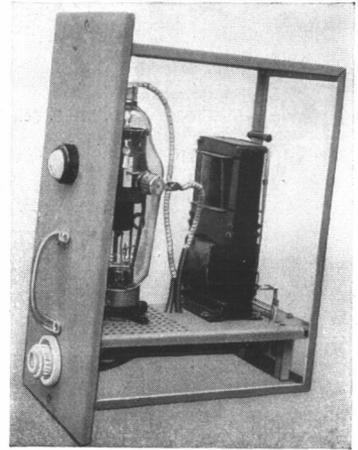


Abb. 17-23. Baustein des Ankergleichrichters nach Abb. 17-22 (Werkbild: G. Ziegler)

Links:

Abb. 17-22. Dreiphasiger Motor-Umkehrstromrichter (Werkbild: G. Ziegler, Frankfurt a. M.)

rechte System von V_1 leitend, wenn der Ankerstrom in umgekehrter Richtung seinen Grenzwert erreicht, und drosselt die Steuer-Thyatronen T_{10} , T_{11} , T_{12} . Das Niveau der Ankerstrombegrenzung kann durch den veränderbaren Widerstand R_{45} eingestellt werden.

Abb. 17-22 zeigt die praktische Ausführung eines dreiphasigen Motor-Umkehrstromrichters, bei dem die einzelnen Thyatronen und das elektronische Steuerteil zu Baugruppen zusammengefaßt sind, die leicht ausgewechselt werden können. Einer der sechs Bausteine des Ankergleichrichters ist in Abb. 17-23 dargestellt; er enthält ein Thyatron mit Heiz- und Steuertransformatoren und den für die Gittersteuerung erforderlichen Schaltelementen. Eine allenfalls auftretende Störung kann somit ohne Zeitverlust lokalisiert und durch Auswechseln des Bausteins beseitigt werden.

Transformatorlose Schaltungen

In manchen Fällen wird man auf den eingangsseitigen Leistungstransformator aus Ersparnisgründen verzichten und unmittelbar die zur Verfügung stehende Netzspannung gleichrichten, wobei die Dreiphasen-Graetz-Schaltung besonders geeignet ist. Man ist dann natürlich hinsichtlich der Spannungen festgelegt und kann unter Umständen die hohe Sperrspannung der zur Verfügung stehenden Thyatronen nicht ausnutzen, so daß zur Erreichung einer bestimmten Motorleistung auf Röhren mit größeren Strömen zurückgegriffen werden muß, die dann häufig wieder teurer sind. Wie man sieht, hängt die Dimen-

sionierung der Anlagen außer von technischen Gesichtspunkten auch weitgehend von kommerziellen Überlegungen ab, die im Zusammenhang mit der jeweiligen Aufgabe anzustellen sind.

Gebräuchliche Röhrenbestückungen

Die vorzugsweise in Frage kommende Röhrenbestückung der Geräte der einzelnen Leistungsklassen ist in *Tab. 17-1* dargestellt, in der auf *Valvo*-Röhrentypen (Anhang) Bezug genommen ist.

440-V-Motoren							
Leistung	0,3 kW	0,6 kW	1,2 kW	3 kW	4,5 kW	6 kW	9 kW
Anker	3 × PL 17	1 × PL 57	2 × PL 57	2 × PL 105	3 × PL 105	4 × PL 105	3 × PL 255
Feld	2 × PL 21			2 × PL 17		2 × PL 57	
220-V-Motoren							
Leistung	0,3 kW			0,75 kW			
Anker	1 × PL 57			3 × PL 57			
Feld	2 × PL 21			2 × PL 17			

Tab. 17-1. Gebräuchliche Röhrenbestückung von Motorsteuerungsgeräten der Leistungsklassen von 0,3...9 kW

Die Leistungsangaben beziehen sich auf die Motorleistung der Antriebswelle, wobei der Motorwirkungsgrad mit 0,8 angenommen wurde und eine 50%ige Reserve für die Strombelastbarkeit der Thyratrons beim Anlaufen des Motors einkalkuliert ist.

Ausführungsbeispiele

Um einen Eindruck von der praktischen Ausführung von elektronischen Motorsteuerungsanlagen zu vermitteln, ist in *Abb. 17-24* ein dreiphasiges Gerät für 8,5 kW Spitzenleistung zum Antrieb einer Textilmaschine mit einem drehzahlstabilisierten Regelbereich von 1...50 dargestellt (*Dr.-Ing. Jovy*). *Abb. 17-25* zeigt eine ähnliche Anlage derselben Firma zum Einbau in den gußeisernen Sockel einer Werkzeugmaschine. *Abb. 17-26* gibt eine einphasige Anlage kleiner Leistung der Firma *Pintsch-Electro*, Konstanz, wieder, die besonders zur Geschwindigkeitsregelung von Vorschüben, z. B. bei Werkzeugmaschinen, geeignet ist. Eine dreiphasige Anlage mit Anker- und Feldregelung dieser Firma, die

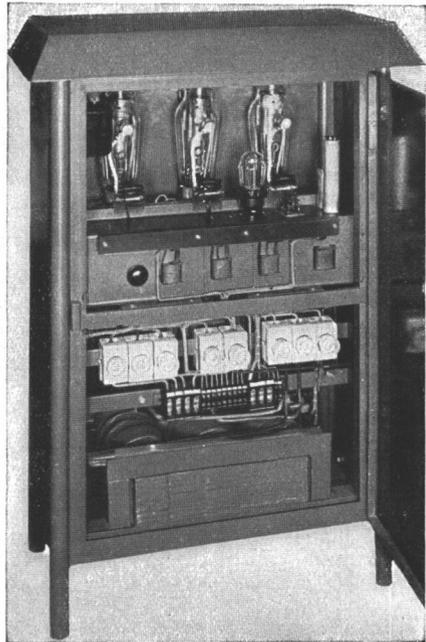


Abb. 17-24. Dreiphasige Motorsteuerungsanlage mit drehzahlstabilisiertem Regelbereich von 1 : 50 (Werkbild: *Dr.-Ing. Jovy*)

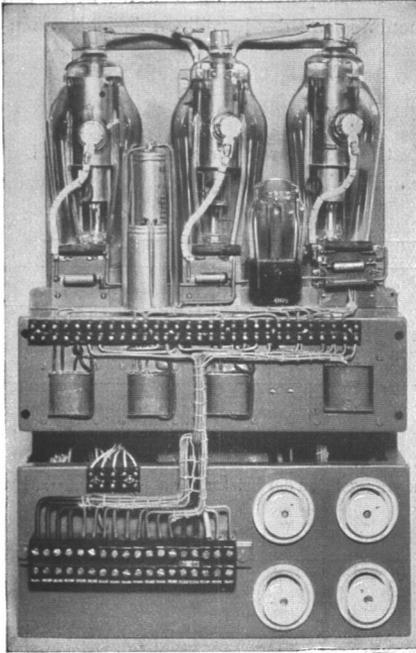


Abb. 17-25

Dreiphasige Anlage zum Einbau in den gußeisernen Sockel einer Werkzeugmaschine (Werkbild: *Dr.-Ing. Jovy*)

an eine Produktionsdrehbank angebaut ist, zeigt *Abb. 17-27*. Die Schutzkappe ist zur Sichtbarmachung der Röhren teilweise ausgeschnitten. Unter dem an der Wand montierten Gerät erkennt man einen Teil des Leistungstransformators und der im Ankerstromkreis liegenden Drossel zur Glättung des Ankerstroms. An der Drehbank ist ein Bedienungskästchen mit sechs Potentiometern, mit denen sechs verschiedene Drehzahlen bei beliebiger Drehrichtung vorgewählt werden können. Ein daneben angeordneter sechsfacher Umschalter gestattet das schnelle Einschalten der vorgewählten Arbeitsgeschwindigkeiten.

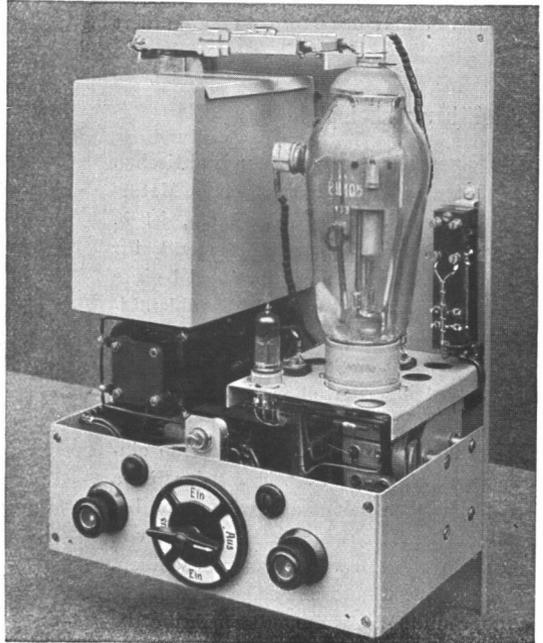


Abb. 17-26. Einphasige Motorsteuerungsanlage für Vorschubantriebe (Werkbild: *Pintsch-Electro*)

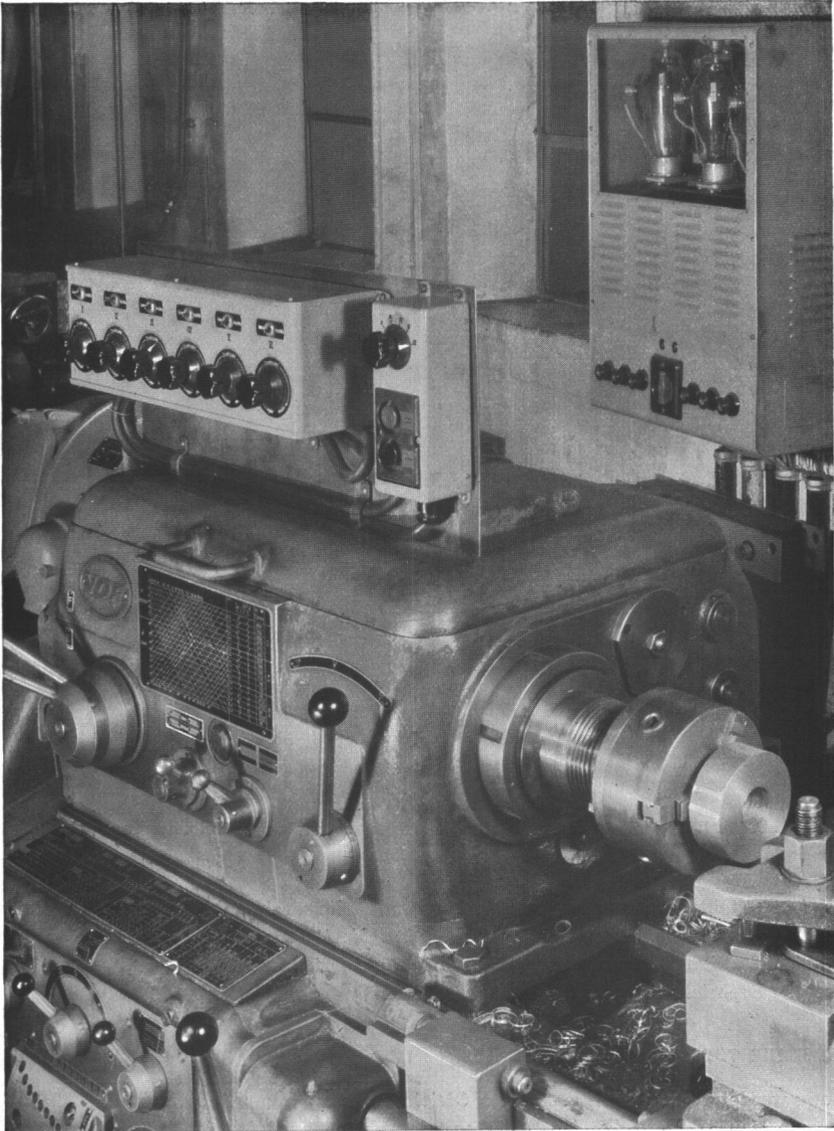


Abb. 17-27. Dreiphasige Motorsteuerungsanlage an einer Produktionsdrehbank (Werkbild: Pintsch-Electro)

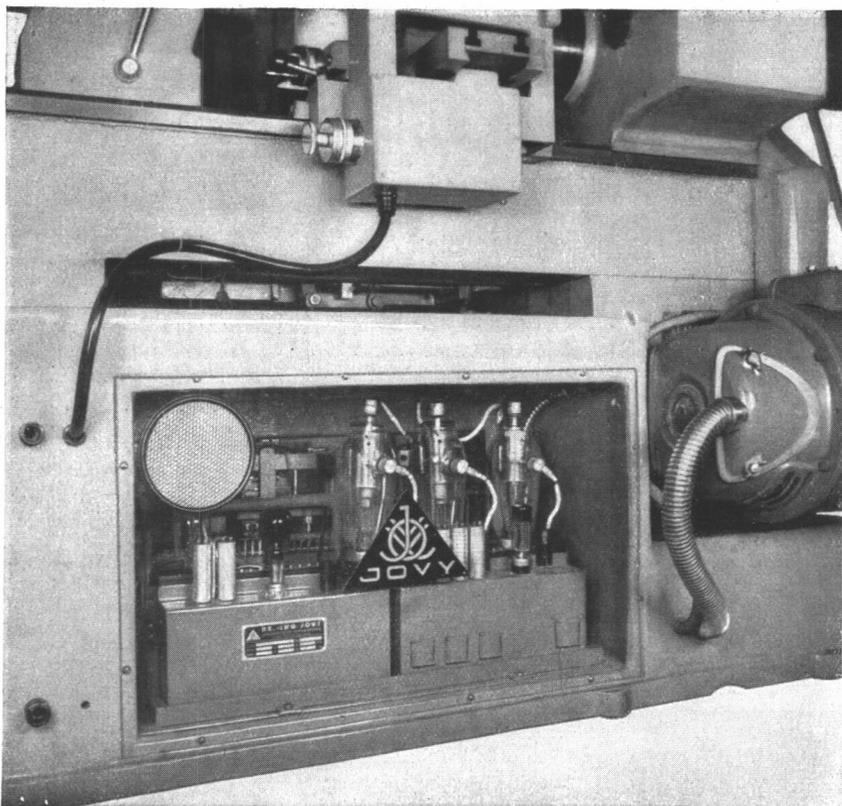


Abb. 17-28. Rückseite einer Drehbank mit eingebauter dreiphasiger Motorsteuerungsanlage

Abb. 17-28 stellt eine in den Sockel einer Produktionsdrehbank eingebaute dreiphasige Anlage dar. Der Support derselben Bank ist in Abb. 17-29 gezeigt. Er enthält das Hauptschaltenschloß, Signallampen, wasserdicht eingebaute Druckknöpfe für den Start des Motors in beiden Drehrichtungen sowie die Drehzahlwähler.

Steuerung von Leonard-Aggregaten

Häufig werden elektronisch gesteuerte Gleichrichter auch zur Generator- und Motorfeld-erregung von Leonard-Antrieben eingesetzt. Der Leonard-Antrieb hat bekanntlich die Eigenschaft, bei einer Verminderung der Drehzahl die überschüssige kinetische Energie ohne weiteres in elektrische Energie umzuformen und ins Drehstromnetz zurückzuliefern. Der Motor wird in diesem Fall zum Generator und arbeitet über den jetzt als Motor wirkenden Generator und den nunmehr übersynchron als Generator arbeitenden Drehstrom-

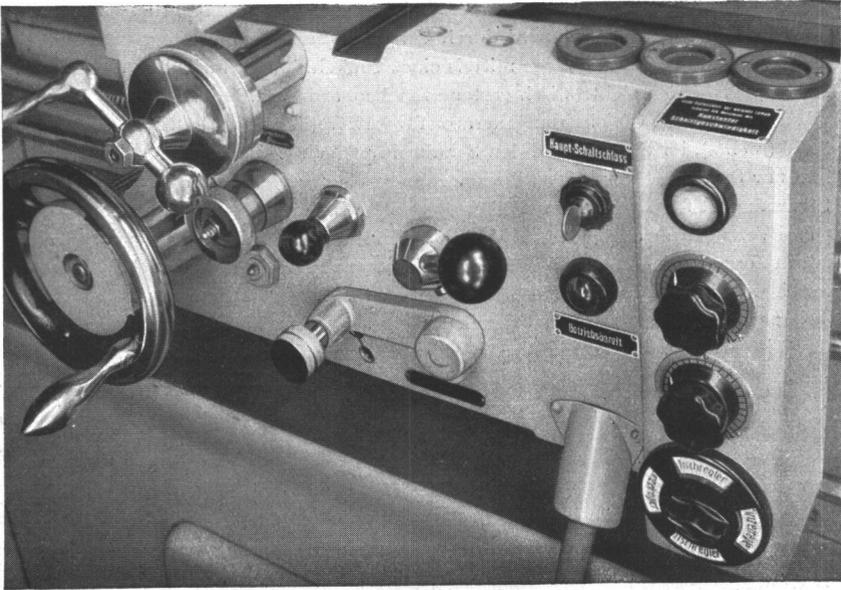


Abb. 17-29. Support der Bank nach Abb. 17-28 mit eingebauten Bedienelementen
(Werkbild: Lieber, Lübecke i.W.)

motor auf das Netz zurück. Die sich hierdurch ergebende außerordentlich geschmeidige Anpassung an die Antriebserfordernisse läßt sich noch erheblich verbessern, wenn die Generator- und Motorfelderregung nicht einer besonderen Erregermaschine, sondern zwei elektronisch gesteuerten Gleichrichtern entnommen wird (Abb. 17-30). Mit dem Drehzahlwähler steuert man über den elektronischen Steuerteil beide Gleichrichter nacheinander derart, daß der Gleichstrommotor zuerst im Anker auf die Nenndrehzahl und anschließend durch Feldschwächung auf den Drehzahlendwert geregelt wird. Gegenüber einer normalen Motorsteuerungsanlage besteht also der Unterschied, daß der Ankergleichrichter durch einen Gleichstromgenerator mit variabler Felderregung ersetzt ist. Der Ankerstrom wird durch den Spannungsabfall am Widerstand R gemessen und der Meßwert dem elektronischen Steuerteil zugeführt. Eine Überschreitung des eingestellten Maximalwerts bewirkt durch Verminderung des Generatorfeldstroms und damit durch Ver-

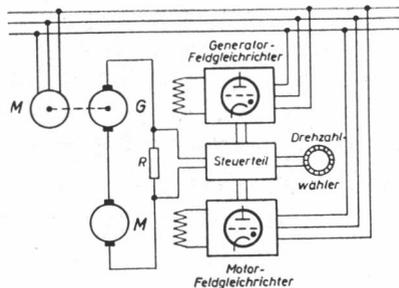


Abb. 17-30. Prinzipschaltung eines Leonard-Antriebs mit elektronischer Generator- und Motorfelderregung

ringerung des Ankerstroms, daß das maximal eingestellte Drehmoment nicht überschritten werden kann. Die Drehrichtung wird durch Umpolen des Generatorfeldes über ein Schütz oder auch auf elektronischem Wege mittels eines Umkehrfeldstromrichters umgekehrt.

Abb. 17-31 zeigt einen elektronisch gesteuerten Leonard-Satz, bestehend aus Drehstromantriebsmotor (Mitte), Gleichstromgenerator für 30 kW (links) und Gleichstromgenerator für 4 kW (rechts), im Hintergrund den Schaltschrank mit den entsprechenden Feldgleichrichtern zur Steuerung der beiden Generatoren sowie der von diesen gespeisten Motoren. Die Steuerung ist für Drehzahlstabilisierung und Drehmomentbegrenzung für Beschleunigung und Verzögerung ausgeführt. Abb. 17-32 gibt einen elektronisch gesteuerten Leonard-Einachsformer wieder, der in einem Bedienungsschaltpult eingebaut ist. Das Gerät steuert einen Wickler mit einer Motorleistung von 4 kW. Die Bedienungsplatte enthält ein Potentiometer zur Einstellung des Wickelzugs, der am oberen Meßinstrument in Prozenten abzulesen ist, Druckknöpfe zum Einschalten der Elektronik und des Leonard-Motors sowie den Schalter zum Umschalten des Antriebs von Rechts- auf Linkslauf. Die Rückansicht läßt die beiden Feldgleichrichter erkennen.

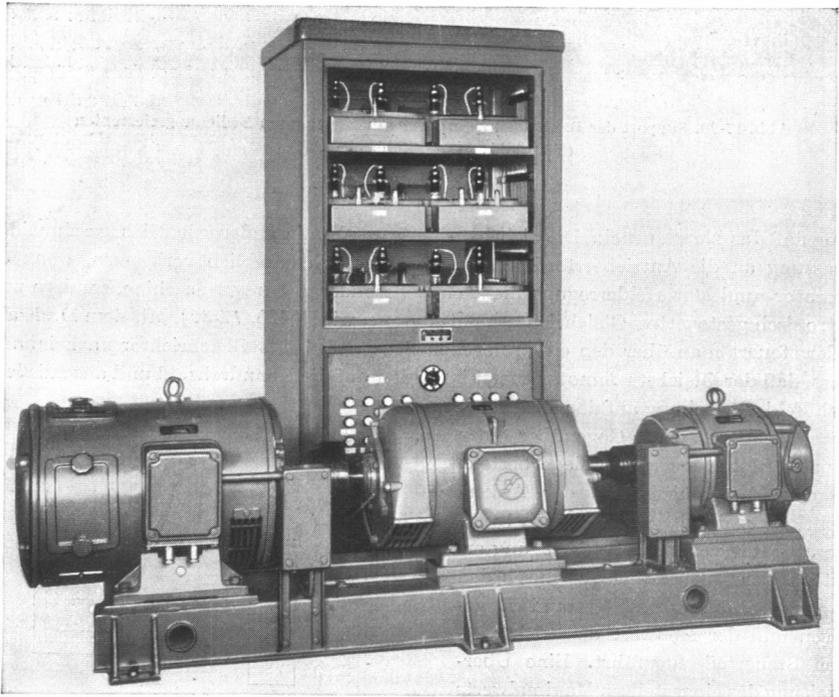


Abb. 17-31. Elektronisch gesteuerter Leonard-Satz (Werkbild: Dr.-Ing. Jovy)

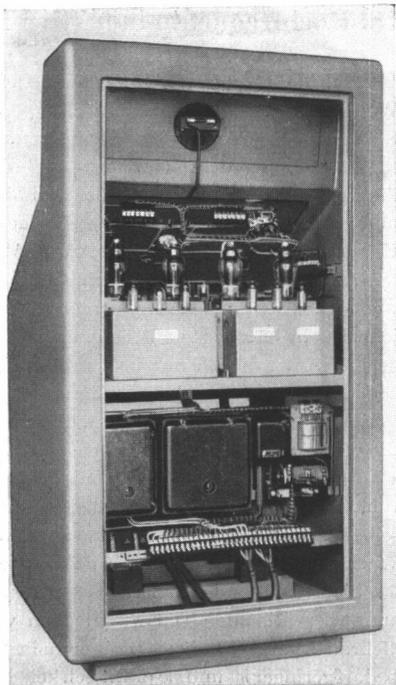


Abb. 17-32. Elektronisch gesteuerter Leonard-Antrieb für Wickelmaschinen (Werkbild: *Dr.-Ing. Jovy*)

Die Einsatzmöglichkeiten der elektronischen Motorsteuerung sind außerordentlich vielseitig; besondere Vorteile erreicht man bei Werkzeugmaschinen, Vorschubeinrichtungen verschiedenster Art, Bohr-, Fräs- und Schleifmaschinen, Hobelmaschinen, Fördereinrichtungen, Aufzügen, Aufwickelantrieben aller Art, Textil- und Papierverarbeitungsanlagen und so weiter, also bei jeglichen Antrieben mit veränderlicher Drehzahl, bei denen eine besondere Drehzahl-Drehmoment-Charakteristik gefordert wird.

Zum Schluß dieses Abschnitts sei noch eine kurze Bemerkung über die Wirtschaftlichkeit derartiger Anlagen gemacht. Die Anschaffungskosten liegen im allgemeinen etwa bei denen eines entsprechenden Ward-Leonard-Aggregats, doch ist zu berücksichtigen, daß die elektronische Motorsteuerung weniger Platz und keinerlei Fundamentierung benötigt; gegenüber dem rotierenden Leonard-Umformer ist ferner nur ein Minimum an Wartung erforderlich. Die großen Vorteile der leichten und trägheitsarmen Regelfähigkeit mit schwachstrommäßigen Mitteln sprechen für sich selbst. Auch der Wirkungsgrad der elektronischen Motorsteuerung ist höher als der des Leonard-Satzes, da bei diesem die dem Drehstromnetz entnommene Energie dreimal umgeformt werden muß, bevor sie nutzbar gemacht wird.

18. Hochfrequente induktive Erhitzung von Metallen

Überall in der metallverarbeitenden Industrie tritt der Fall auf, daß ein zu bearbeitendes Werkstück auf eine bestimmte Temperatur gebracht werden muß, so z.B. zum Härten, Sintern, Löten, Ausglühen, Schmelzen, Anlassen und dergleichen. Zumeist geschieht dies so, daß die erforderliche Wärme außerhalb des zu erheizenden Werkstücks erzeugt und durch Leitung, Konvektion oder Strahlung an die gewünschte Stelle herangebracht wird, und zwar durch Verbrennung oder eine andere chemische Reaktion, zuweilen auch durch Umwandlung elektrischer Energie in Wärme. Diesen Verfahren haftet jedoch der Nachteil an, daß die Dosierung der zugeführten Wärmeenergie schwierig ist, besonders dann, wenn nur eine partielle Erwärmung des Werkstücks erwünscht ist. Diese Forderung wird jedoch sehr häufig gestellt, z.B. um Deformationen zu vermeiden, so daß man dazu übergegangen ist, die Wärme in dem betreffenden Teil des Werkstücks selbst dadurch zu erzeugen, daß in ihm durch magnetische Wechselfelder bestimmter Frequenz elektrische Wirbelströme induziert werden. Hierzu bringt man das Werkstück in eine Arbeitsspule, die von einem Strom entsprechender Frequenz durchflossen wird (Abb. 18-1). Die Arbeitsspule besteht zumeist aus Kupferrohr, durch das Kühlwasser geleitet wird, um die in der Spule selbst entstehende Verlustwärme abzuführen. Die erforderliche Wechselstromenergie kann, wenn die Frequenz nicht allzu hoch ist, einer rotierenden Generatormaschine entnommen werden; zum überwiegenden Teil wird jedoch von Röhrengeneratoren Gebrauch gemacht, da sie leichter zu installieren sind, ihr Platzbedarf geringer ist und sie praktisch keinerlei Wartung erfordern. Röhrengeneratoren arbeiten ferner ohne weiteres auch bei höheren Frequenzen mit gutem Wirkungsgrad.

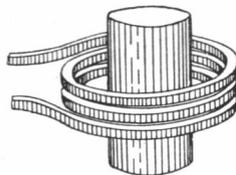


Abb. 18-1. Arbeitsspule mit zylindrischem Werkstück

Theoretische Grundlagen

Die in dem Werkstück hervorgerufenen Wirbelströme erzeugen die gewünschte Joulesche Verlustwärme, wozu bei ferromagnetischen Werkstoffen noch die Hystereseverluste kommen. Nach dem Induktionsgesetz fließen die Ströme im Werkstück so, daß sie ihrer Entstehungsursache – dem magnetischen Feld – möglichst entgegenwirken. Hieraus ergibt sich als charakteristische Eigenschaft der induktiven Erwärmung, daß die erzeugte Wärme im wesentlichen auf den Teil des Werkstücks beschränkt bleibt, der sich unmittelbar im Bereich der Arbeitsspule befindet. Es ist daher verhältnismäßig leicht möglich, durch geeignete Formgebung der Arbeitsspule die gewünschte partielle Erhitzung zu erreichen. Eine weitere typische Eigenschaft der induktiven Erhitzung ist, daß die Dichte der im Werkstück induzierten Ströme durch den sogenannten Hauteffekt an der Oberfläche am größten ist und nach dem Innern zu schnell abnimmt. Hierfür gilt mit guter Annäherung die Formel

$$I_x = I_0 \cdot e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (18.1)$$

worin I_x die Stromdichte in der Tiefe x , I_0 die Stromdichte an der Oberfläche und δ die „Eindringtiefe“ bedeuten. Offenbar ist δ diejenige Tiefe, bei der I_0 auf den e -ten Teil abge-

fallen ist. In *Abb. 18-2* sind diese Verhältnisse grafisch dargestellt. Auf die äußerste Schicht des Werkstücks von der Dicke δ konzentrieren sich etwa 83% der gesamten erzeugten Wärme. Die Eindringtiefe ist weitgehend vom Material des Werkstücks abhängig; sie ist eine Funktion des spezifischen Widerstands ϱ und der relativen Permeabilität μ , außerdem der Frequenz f . Hierfür gilt die Beziehung

$$\delta = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\varrho \cdot 10^7}{f \cdot \mu}} \approx 503 \sqrt{\frac{\varrho}{f \cdot \mu}} \quad [\text{mm}] \quad (18.2)$$

worin ϱ in $\Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}$ und f in Hz einzusetzen sind. Da die in der Arbeitsspule auftretenden magnetischen Feldstärken sehr groß sind, gerät man bei ferromagnetischen Werkstoffen,

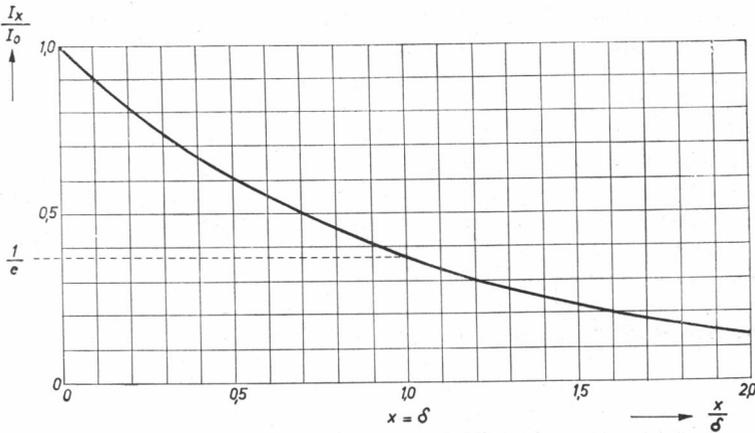


Abb. 18-2. Abnahme der Stromdichte im Innern des Werkstücks

z. B. Stahl, in den Bereich der magnetischen Sättigung, in dem die Permeabilität μ recht kleine Werte annehmen kann. Steigt die Temperatur bis über den Curiepunkt (bei Stahl etwa 760°C), so verschwinden die ferromagnetischen Eigenschaften, und es wird $\mu = 1$. Entsprechend wird bei konstanter Frequenz die Eindringtiefe größer. In *Abb. 18-3* ist die Eindringtiefe δ als Funktion der Frequenz f für verschiedene Werkstoffe nach Beziehung (18.2) dargestellt (graph = Graphit, Fe = Eisen, M = Messing, Cu = Kupfer). Die gestrichelten Linien gelten für Zimmertemperatur, die ausgezogenen Linien für eine Temperatur von $800 \dots 1000^\circ\text{C}$. Die Linie für Graphit ist praktisch unabhängig von der Temperatur. Bei Eisen in kaltem Zustand ist $\mu = 100$ angenommen worden. Wie man erkennt, ist z. B. die Eindringtiefe bei Eisen, das auf 1000°C erhitzt wurde, bei $f = 500 \text{ kHz}$ etwa $0,85 \text{ mm}$.

Eindringtiefe und Wirkungsgrad

Natürlich tritt, falls das Werkstück längere Zeit erhitzt wird, durch thermische Leitfähigkeit auch eine Erwärmung des Innern ein. Die Eindringtiefe wird damit also auch eine Funktion der Behandlungszeit sowie der Wärmeleitfähigkeit des Werkstoffs. Ein Teil der Leistung, die der Arbeitsspule zugeführt wird, geht durch den Verlustwiderstand der Spule

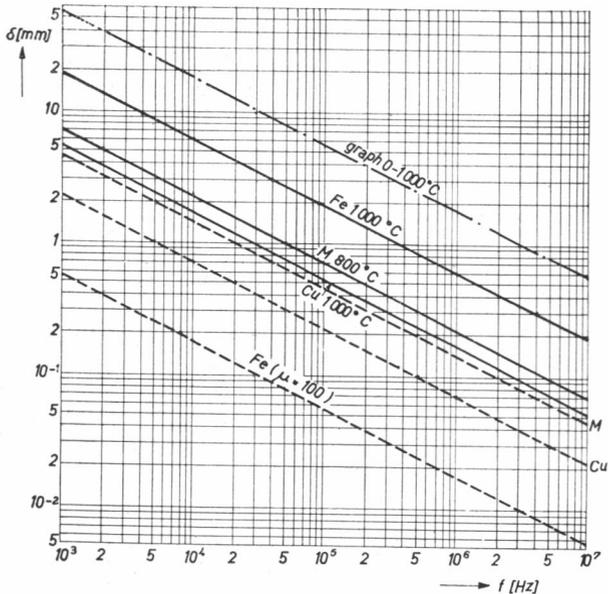


Abb. 18-3. Eindringtiefe δ als Funktion der Frequenz f für verschiedene Werkstoffe (graph = Graphit, Fe = Eisen, M = Messing, Cu = Kupfer) bei Raumtemperatur und bei 800...1000 °C

verloren und wird größtenteils durch das Kühlwasser abgeführt. Bezeichnet man diesen Leistungsanteil mit W_{sp} , so ist die Gesamtleistung

$$W = W_{sp} + W_n \quad (18.3)$$

worin W_n die dem Werkstück zugeführte Nutzleistung bedeutet. Der Wirkungsgrad der Arbeitsspule wird dann

$$\eta = \frac{W_n}{W_{sp} + W_n} \quad (18.4)$$

Offenbar hängt der Wirkungsgrad in gewissen Grenzen von dem Verhältnis der spezifischen Widerstände des Werkstückmaterials und des Werkstoffs ab, aus dem die Arbeitsspule besteht. Außerdem spielt jedoch noch für den Wirkungsgrad das Verhältnis des Durchmessers des Werkstücks zur Eindringtiefe δ eine Rolle, wie im folgenden gezeigt wird.

Unter gewissen vereinfachenden Voraussetzungen ergibt die Rechnung für den Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{1}{1 + \frac{D^2}{d^2} \cdot \left(1 + 6,25 \frac{\delta^2}{d^2}\right) \cdot \sqrt{\frac{\varrho_1}{\mu \cdot \varrho_2}}} \quad (18.5)$$

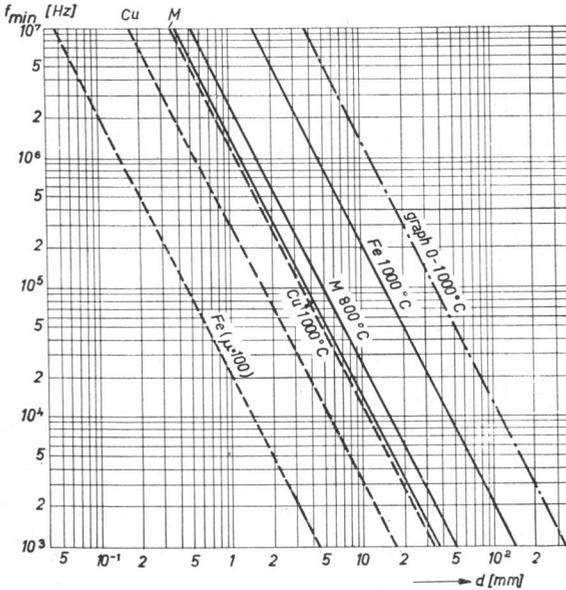


Abb. 18-4

Mindestfrequenz f_{\min} in Abhängigkeit vom Werkstückdurchmesser für verschiedene Werkstoffe (Abb. 18-3)

worin D der Durchmesser der Arbeitsspule, d der Durchmesser des als zylindrisch angenommenen Werkstücks und ϱ_1 , ϱ_2 die spezifischen Widerstände von Arbeitsspule und Werkstück bedeuten. Offenbar wird der Wirkungsgrad um so höher, je kleiner der Faktor D^2/d^2 gemacht wird, d. h., je enger die Arbeitsspule das Werkstück umschließt.

Der Faktor $\left(1 + 6,25 \frac{\delta^2}{d^2}\right)$ ist größer als Eins; auch er sollte im Interesse eines guten Wirkungsgrads möglichst klein sein. Läßt man als (im allgemeinen noch gut erreichbaren) Maximalwert 1,1 zu, so ergibt sich

$$\frac{\delta}{d} \leq \frac{1}{\sqrt{62,5}} \approx \frac{1}{8} \quad (18.6)$$

d. h., die Frequenz muß so hoch gewählt werden, daß die Eindringtiefe nicht größer als etwa $1/8$ des Werkstückdurchmessers wird. Unter Berücksichtigung von Gl. (18.2) ergibt

sich für die Minimalfrequenz

$$f_{\min} = 16 \cdot 10^6 \frac{\rho_2}{\mu \cdot d^2} [\text{Hz}] \quad (18.7)$$

Wird die Frequenz höher als f_{\min} gewählt, so ist der Wirkungsgrad nur unwesentlich höher; andererseits kann der Generatorwirkungsgrad schlechter werden, so daß f_{\min} in der Praxis etwa die günstigste Arbeitsfrequenz darstellt. In *Abb. 18-4* ist f_{\min} für verschiedene Werkstoffe (graph = Graphit, Cu = Kupfer, M = Messing, Fe = Eisen) bei Raumtemperatur (gestrichelte Linien) und bei $800 \dots 1000^\circ\text{C}$ (voll ausgezogene Linien)

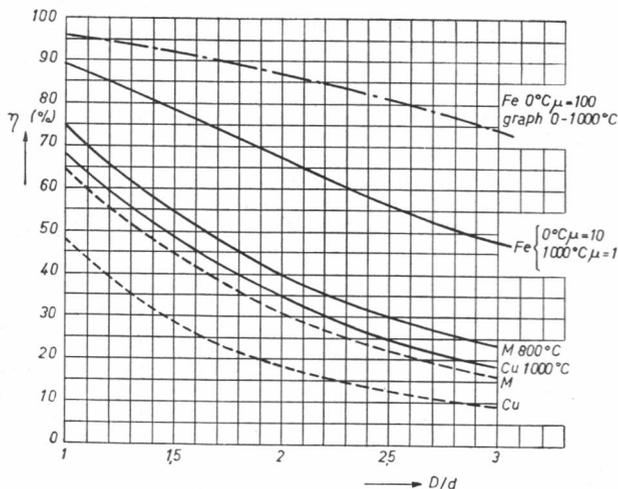


Abb. 18-5

Wirkungsgrad als Funktion des Durchmesserverhältnisses D/d für verschiedene Werkstoffe (Abb. 18-3)

in Abhängigkeit von dem Werkstückdurchmesser angegeben. Den Wirkungsgrad als Funktion des Verhältnisses D/d zeigt *Abb. 18-5* für die gleichen Werkstoffe unter der Annahme, daß die Frequenz gleich f_{\min} ist. Bei nicht ferromagnetischen Werkstoffen, bei denen der spezifische Widerstand mit wachsender Temperatur zunimmt, steigt mit zunehmender Erwärmung auch der Wirkungsgrad. Bei Eisen jedoch sinkt der Wirkungsgrad, sobald der Curiepunkt überschritten wird, da dann die relative Permeabilität auf Eins zurückgeht und der spezifische Widerstand nicht in gleichem Maße wächst.

HF-Generator mit Arbeitsspule

Wie aus *Abb. 18-4* hervorgeht, kommt man bei größeren Werkstücken mit verhältnismäßig hohem spezifischem Widerstand bereits mit Frequenzen von einigen tausend Hertz aus; bei der im Vordergrund des Interesses stehenden Wärmebehandlung von Stählen jedoch, z. B. beim Härten, wo eine Eindringtiefe von weniger als einem Millimeter verlangt wird,

kommen Frequenzen von 500 kHz und mehr in Betracht, die zweckmäßigerweise in einem Röhrengenerator erzeugt werden. Er besteht im wesentlichen aus einem Oszillator nach Art der *Abb. 1-11*, wobei die Arbeitsspule im einfachsten Fall mit der Induktivität des in der Anodenleitung der Generatorröhre liegenden Schwingungskreises in Serie geschaltet ist. Das Prinzipschaltbild eines solchen Generators zeigt *Abb. 18-6*; der Übersichtlichkeit halber sind die zur Stromversorgung dienenden Spannungsquellen weggelassen. Die zur Anfachung der Schwingungen erforderliche gegenphasige Gitterwechselspannung wird bei dieser Schaltung an dem Kondensator C_2 abgegriffen, der zusammen mit C_1 die Schwingkreiskapazität C bildet (Colpitts-Oszillatorschaltung). Auf diese Weise vermeidet man die Rückkopplungsspule (*Abb. 1-11*), deren Anbringung bei Generatoren für induktive Erhitzung oft konstruktive Schwierigkeiten bereitet. Der Kondensator C_3 dient lediglich zur gleichstrommäßigen Trennung des Gitterkreises vom Anodenkreis.

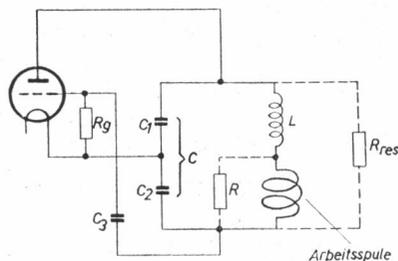


Abb. 18-6. Prinzipschaltung eines HF-Generators zur induktiven Wärmebehandlung von Metallen

Anpassung

Der Resonanzwiderstand eines mit Verlusten behafteten Schwingungskreises ist

$$R_{\text{res}} = \frac{L}{C \cdot R} \quad (18.8)$$

Führt man die Kreisgüte Q ein, die hier gleich der Spulengüte gesetzt werden kann, so ist

$$Q = \frac{1}{R} \cdot \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (18.9)$$

und es wird

$$R_{\text{res}} = Q^2 \cdot R \quad (18.10)$$

Im vorliegenden Fall ist der Verlustwiderstand R im wesentlichen durch den Widerstand der Arbeitsspule mit Werkstück gegeben. Der im Anodenkreis der Generatorröhre wirksame Resonanzwiderstand R_{res} ergibt sich daher nach Gl. (18.10) durch Multiplikation von R mit dem Faktor Q^2 . Im Interesse eines guten Wirkungsgrades der Röhre sollte er möglichst gleich dem Grenzwiderstand R_{grenz} sein, der für Röhren mit Wolfram-Katode aus den Betriebsdaten nach der Näherungsformel

$$R_{\text{grenz}} = \frac{2 \cdot U_a}{I_s} \quad (18.11)$$

ermittelt werden kann. Hierin bedeuten U_a die Anodenbetriebsspannung und I_s den Sättigungsstrom der Generatorröhre. Im übrigen kann der zu einer bestimmten Betriebs-

einstellung der Röhre gehörende Anodenkreiswiderstand nach dem im Teil I.1 angegebenen Berechnungsgang als Quotient aus der Anodenwechselspannung U_a und der Amplitude der Grundwelle des Anodenstroms I_{a1} ermittelt werden. Ist der Kreiswiderstand kleiner als R_{grenz} , so arbeitet die Röhre im unterspannten Betriebszustand; die Nutzleistung verringert sich, die Anodenverlustleistung steigt, und der Wirkungsgrad wird schlechter. Es ist einleuchtend, daß bei starker Fehlanpassung die höchstzulässige Anodenverlustleistung der Röhre überschritten werden kann. Daher müssen bei der Konstruktion des Generators Maßnahmen getroffen werden, die nicht allein im Interesse eines wirtschaftlichen Betriebs, sondern auch zum Schutz der Röhre verhindern, daß der Kreis-

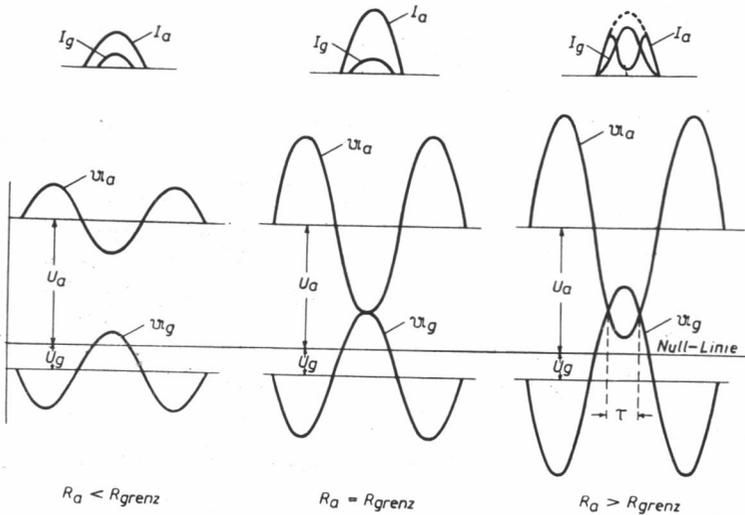


Abb. 18-7. Wechselspannungen und -ströme von Anode und Gitter einer Senderöhre in unterspanntem, optimalem und überspanntem Betriebszustand

widerstand zu niedrig wird. Ähnliche Verhältnisse ergeben sich, wenn der Kreiswiderstand (Anodenwiderstand) größer als der Grenzwiderstand wird. In diesem Fall arbeitet die Röhre im überspannten Betriebszustand: Die Nutzleistung nimmt ab, die Anodenverlustleistung nimmt jedoch gleichfalls so stark ab, daß der Wirkungsgrad sogar besser werden kann. Dies wäre an sich kein großer Nachteil, wenn nicht zugleich der Strom zum Gitter und damit die Gitterverlustleistung so stark anwachsen würden, daß die Gefahr der Überlastung auftritt. Dieser Effekt kann an Hand von Abb. 18-7 erklärt werden. Im Falle von $R_a = R_{\text{grenz}}$, d.h. im optimalen Betriebszustand, ist die gitter- und anodenseitige Spannungsaussteuerung im allgemeinen so, daß der niedrigste Momentanwert der Anodenwechselspannung etwa gleich dem höchsten Augenblickswert der Gitterspannung ist. Gitter und Anode haben also für eine kurze Zeit innerhalb jeder Periode annähernd das gleiche Potential. Im überspannten Betriebszustand nimmt jedoch die Amplitude der anodenseitigen Wechselspannung zu, so daß während einer gewissen Zeitspanne das Gitter ein höheres

Potential als die Anode hat. Gefördert wird dieser Effekt noch dadurch, daß über die gleichbleibende Rückkopplung mit der Anodenwechselspannung auch die Amplitude der Gitterwechselspannung größer werden kann. Die Folge davon ist, daß sich der Gitterstrom auf Kosten des Anodenstroms stark erhöht und dieser seine Sinusform verliert und eine Einsattelung erhält, wie es *Abb. 18-7* zeigt. Das genannte Verhalten von Nutzleistung, Wirkungsgrad usw. ist hieraus leicht abzuleiten. Es müssen also bei der Konstruktion des Generators Vorkehrungen getroffen werden, die ein zu starkes Anwachsen des Kreiswiderstands oder die damit für die Röhre auftretenden Gefahren verhindern.

Konzentrator

Der Grenzwiderstand der üblicherweise benutzten Generatorröhren liegt im allgemeinen in der Größenordnung von einigen tausend Ohm. Ist er z.B. 2500Ω , so wäre nach Gl. (18.10) bei einer angenommenen Kreisgüte von 50 ein Widerstand der Arbeitsspule von 1Ω erforderlich. Nun ist jedoch der Widerstand des Werkstücks im allgemeinen wesent-

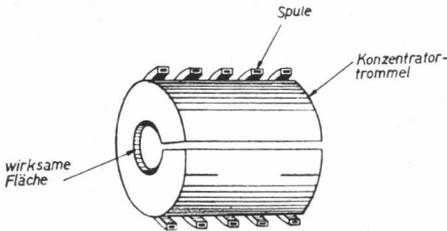


Abb. 18-8. Konzentrator mit Übersetzungsverhältnis 1 : 5

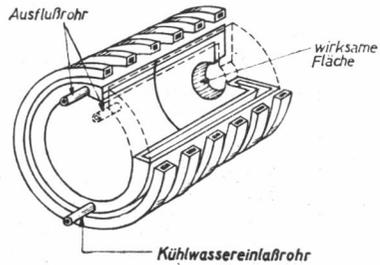


Abb. 18-9. Konzentrator mit Wasserkühlung

lich niedriger (einige Milliohm). Um die richtige Anpassung zu erhalten, ist daher meistens noch ein Zwischenübertrager erforderlich, der zwischen Werkstück und Arbeitsspule geschaltet wird. Die Spule dieses Zwischenübertragers besteht häufig nur aus einer einzigen Windung, die gleichzeitig gestattet, das hochfrequente Wechselfeld auf einen begrenzten Teil des Werkstücks zu konzentrieren; man spricht daher auch von einem Konzentrator. Ist z.B. der Widerstand des Werkstücks $10 \text{ m}\Omega$, so ist das Widerstandsverhältnis $100 : 1$. Da sich bei Transformatoren die Widerstände mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses übertragen, wäre im angenommenen Fall ein Zwischenübertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von $10 : 1$ erforderlich.

Ein solcher, lediglich aus einem Kupferzylinder bestehender Konzentrator mit einem Übersetzungsverhältnis von $5 : 1$ ist in *Abb. 18-8* gezeigt. Der in dem Zylinder induzierte Strom

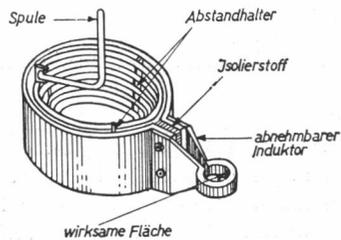


Abb. 18-10. Konzentrator mit auswechselbarer Arbeitsschleife (Induktor)

ist bestrebt, um diesen herumzulaufen; durch den Schlitz wird er jedoch gezwungen, sich einen Weg entlang des Schlitzes und der schmalen Innenfläche zu suchen. Hierdurch wird eine sehr große Dichte der Kraftlinien erreicht. *Abb. 18-9* zeigt einen Konzentrador ähnlicher Form, der jedoch zur Abführung der Verlustwärme doppelwandig ausgeführt ist und mit Wasser gekühlt wird. In *Abb. 18-10* ist ein anderer Konzentratortyp dargestellt, bei dem die abnehmbare Arbeitsschleife (Induktor) für Werkstücke mit verschiedenen Abmessungen leicht auszuwechseln ist.

Härten von Stahl

Eine der bedeutendsten Anwendungen des induktiven HF-Erhitzungsverfahrens ist das Härten von Stählen. Dieser Prozeß ist bei genügender Energiekonzentration sehr leicht durchzuführen, da die Erwärmung ja nur in der äußersten Materialschicht erfolgt. Die Erhitzungsdauer währt meistens nur Bruchteile von Sekunden je nach der Größe der Energiekonzentration, die bei etwa $1 \dots 5 \text{ kW/cm}^2$ liegt. Alle Stähle sind gut geeignet, deren Kohlenstoffgehalt größer als 0,3% ist. Bei Stählen bis zu 0,8% Kohlenstoffgehalt ergeben sich mit HF-Erhitzung bessere Härtegrade als mit den bisher üblichen Härteverfahren. Von großem Vorteil ist, daß die Abschreckbrause in unmittelbarer Nähe der erhitzten Stelle des Werkstücks angeordnet werden kann. *Abb. 18-11* zeigt z.B., wie bei der Härtung von Zahnrädern ein Kühling (der in diesem Fall nicht aus Metall bestehen

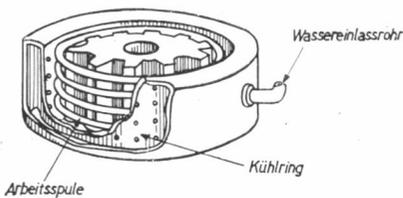


Abb. 18-11. Anordnung zur Härtung von Zahnrädern

darf) die Arbeitsschleife umgibt, so daß die Kühlflüssigkeit aus kleinen Löchern zwischen den Windungen der Arbeitsschleife hindurch auf das Werkstück spritzen kann. *Abb. 18-12* stellt eine Versuchsanordnung zur Härtung einer Stahlwelle (Durchmesser 6 mm) dar, die durch die unten sichtbare Spindel mit einer axialen Geschwindigkeit von 2 m/min durch den Induktor eines Konzentrators geführt wird. Unmittelbar unter dem Induktor ist die Kühlbrause zu sehen. Im Innern des zylindrischen Konzentratorteiles ist die aus mehreren Windungen bestehende Arbeitsschleife zu erkennen. Die in *Abb. 18-13* gezeigte Anordnung dient zur Härtung von endlosen Bandsägeblättern, die mit einer Geschwindigkeit von

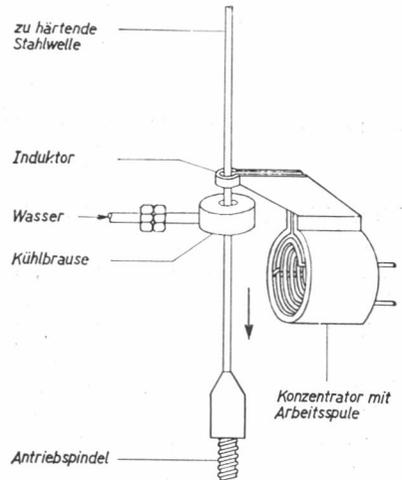


Abb. 18-12. Progressive Härtung einer Stahlwelle

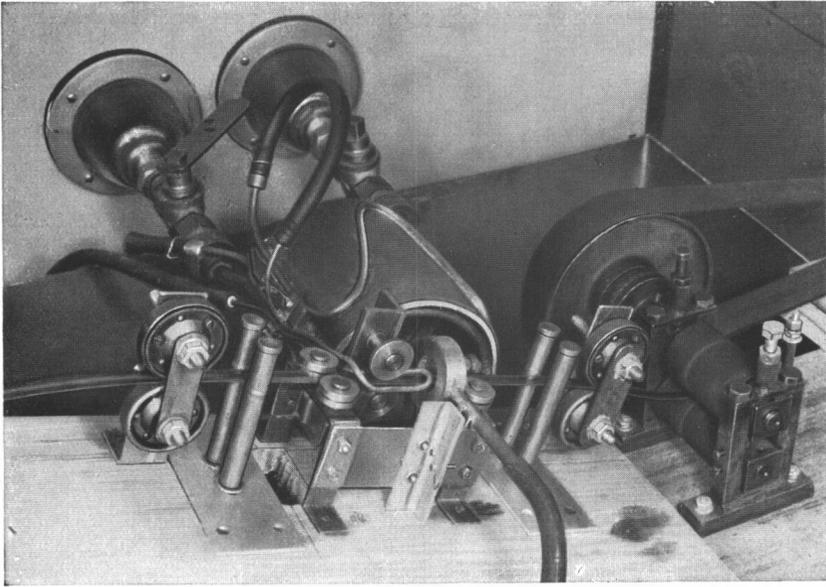


Abb. 18-13. Härtung von Bandsägeblättern (Werkbild: *Elektro Spezial GmbH*)

2 m/min unter der Arbeitsspule hindurchlaufen. Die Form der Spule bewirkt, daß sowohl die gezähnte als auch die ungezähnte Kante des Blattes erhitzt und gehärtet wird, wodurch ein Verziehen ausgeschlossen ist. Der mittlere Teil des Bandes bleibt weich, so daß die erforderliche Zähigkeit gewährleistet wird.

Löten

Auch zum Weich- oder Hartlöten ist die induktive HF-Erhitzung ausgezeichnet anwendbar. *Abb. 18-14* zeigt das Verlöten von Kondensatorbechern in Fließbandfertigung durch einen 6-kW-Generator (*Elektro Spezial GmbH*). Die Arbeitsspule besteht hier aus Metallschienen, unter denen die Becher entlangbewegt werden. Auf dem linken Teil des Fließbandes werden die Längsnähte des Blechmantels gelötet, auf dem rechten Teil die Böden. Die Arbeitsweise eines Generators für induktive Erhitzung unterscheidet sich in grundsätzlichen Dingen nicht von einem für kapazitive Erwärmung von dielektrischen Werkstoffen eingerichteten Generator; daher soll die ausführliche Beschreibung der vollständigen Schaltung dem nächsten Kapitel vorbehalten bleiben, in dem diese Erwärmungsmethode behandelt wird.

Eine bedeutende Anwendung findet das induktive Erhitzungsverfahren schließlich bei der Fabrikation von Röhren, bei der es beim Evakuieren zum Ausheizen und Entgasen der



Abb. 18-14. Verlöten von Kondensatorbechern mit Hochfrequenz (Werkbild: *Elektro Spezial GmbH*)

Elektroden dient. Die *Abb. 18-15* zeigt eine Teilansicht eines rotierenden Pumpautomaten für Rundfunkröhren. Die in Vertikalrichtung beweglichen Arbeitsspulen sind gut zu erkennen; ihre Form ist verschieden, je nach der Art der in den einzelnen Positionen des Pumpautomaten verlangten Erhitzung des Röhrensystems.

19. Hochfrequente kapazitive Erwärmung von dielektrischen Werkstoffen

Die kapazitive HF-Erhitzung, die für die Wärmebehandlung schlecht leitender Stoffe wie Holz, Textilien, Kork, Kunstharztabletten und so weiter mit großem Erfolg angewandt wird, beruht auf der physikalischen Erscheinung, daß sich die Moleküle des zu behandelnden Stoffes unter der Einwirkung eines elektrischen Feldes polarisieren und nach der Feldrichtung orientieren. Wechselt das Feld seine Richtung, so drehen sich die polarisierten Moleküle in gleicher Weise, so daß bei Verwendung eines hochfrequenten Wechselfeldes

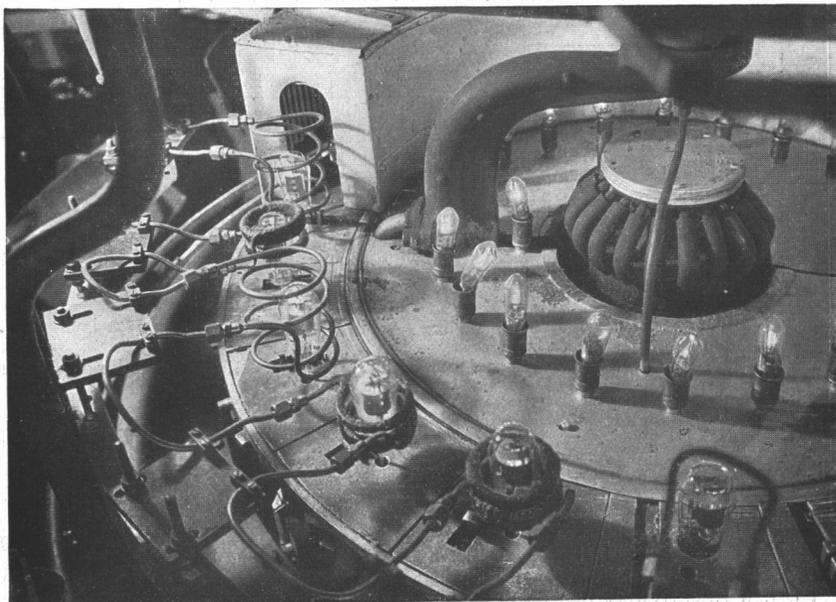


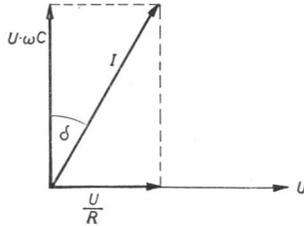
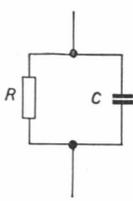
Abb. 18-15. Ausheizen der Elektroden durch Hochfrequenz bei der Röhrenfertigung
(Werkbild: Deutsche Philips GmbH)

die Moleküle mit gleicher Frequenz ihre Richtung ändern. Infolge der intermolekularen Reibungskräfte wird durch diesen Vorgang Wärme erzeugt. Es leuchtet ein, daß die entwickelte Wärmemenge je Zeiteinheit, d. h. also die in Wärme umgesetzte Leistung, um so größer ist, je höher die Frequenz des Wechselfeldes ist. Aus diesem Grunde sind die bei der kapazitiven Erwärmung benutzten Frequenzen wesentlich höher als bei der induktiven Erhitzung.

Grundlagen

Das zu erwärmende Gut wird als Dielektrikum zwischen die Platten eines Kondensators gebracht, der in geeigneter Weise mit dem Anodenschwingkreis eines Hochfrequenzgenerators gekoppelt ist. Bei einem „idealen“ Kondensator ohne Verluste eilt der Strom bekanntlich der Spannung um 90° voraus. Sind jedoch Verluste im Dielektrikum vorhanden, die durch die erwähnte innere Reibung der Moleküle, aber auch zum Teil durch die Leitfähigkeit des Materials hervorgerufen werden, so eilt der Strom der Spannung nicht mehr um 90° vor, sondern um einen Winkel δ weniger, den man als Verlustwinkel bezeichnet.

Abb. 19-1 zeigt die Vektordarstellung dieser Verhältnisse. Den mit Verlusten behafteten Kondensator kann man sich als die Parallelschaltung eines idealen Kondensators C und eines Verlustwiderstands R vorstellen. Die Gesamtimpedanz ist dann



$$\Re = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C} \quad (19.1)$$

und der Verlustwinkel

$$\delta = \arctan \frac{1}{\omega RC} \quad (19.2)$$

Abb. 19-1. Vektordiagramm eines mit Verlusten behafteten Kondensators

Hieraus ergibt sich der für die Wärmeentwicklung im Werkstück maßgebende Verlustwiderstand

$$R = \frac{1}{\omega C \cdot \operatorname{tg} \delta} \quad (19.3)$$

und die in Wärme umgesetzte Leistung

$$W = \frac{I^2}{\omega C} \cdot \frac{1}{\operatorname{tg} \delta} = \omega C \cdot U^2 \cdot \operatorname{tg} \delta \quad (19.4)$$

worin U den Effektivwert der Wechselspannung am Kondensator bedeutet. Wenn man das elektrische Feld im Kondensator als homogen auffaßt und von Randeffekten absieht, so läßt sich Gl. (19.4) in eine andere Form bringen:

$$W = 0,556 \cdot 10^{-10} \cdot \epsilon \cdot \operatorname{tg} \delta \cdot E^2 \cdot f \cdot \frac{m}{\rho} [\text{W}] \quad (19.5)$$

ϵ ist die (relative) Dielektrizitätskonstante, m die Masse [kg], ρ die Dichte [kg/m³] des zu erwärmenden Materials, E die elektrische Feldstärke (V_{eff}/m) und f die Frequenz. Die Temperaturerhöhung dT in einem Medium ist proportional der zugeführten Wärmemenge und umgekehrt proportional der Masse und der spezifischen Wärme c , so daß man schreiben kann

$$\frac{dT}{dt} = \frac{W}{m \cdot c} \quad (19.6)$$

sofern Verluste durch Abstrahlung oder Leitung vernachlässigt werden. Hieraus folgt dann unter Berücksichtigung von (19.5)

$$\frac{dT}{dt} = 0,556 \cdot 10^{-10} \cdot \frac{\epsilon \cdot \operatorname{tg} \delta}{\rho \cdot c} \cdot E^2 \cdot f \quad (19.7)$$

Da bei den meisten in Betracht kommenden Werkstoffen ϵ und $\operatorname{tg} \delta$ nur geringe Frequenzabhängigkeit zeigen, kann der Faktor $\frac{\epsilon \cdot \operatorname{tg} \delta}{\rho \cdot c}$ als Materialkonstante aufgefaßt werden. Die Temperaturerhöhung je Zeiteinheit ist also sowohl der Frequenz als auch dem Quadrat

der Feldstärke proportional. Für die Feldstärke stellt $10^5 \text{ V/m} = 100 \text{ V/mm}$ etwa die obere Grenze dar, bis zu der man im Interesse einer möglichst raschen Erwärmung der Charge gehen kann, ohne sich der Gefahr von Überschlägen auszusetzen. Wird während des Erwärmungsprozesses aus dem Werkstoff Wasserdampf frei, so kann er an den Elektroden kondensieren, wodurch die Überschlagsgefahr erhöht wird. In diesem Fall ist es ratsam, die Feldstärke herabzusetzen und, falls möglich, mit einer höheren Frequenz zu arbeiten.

Verleimung von Holz

Die wesentlichsten Eigenschaften der HF-Erhitzung bestehen darin, daß die Wärmeentwicklung gleichmäßig im ganzen Material erfolgt. Diese Eigenschaft ist um so bedeutsamer unter Berücksichtigung der Tatsache, daß die elektrisch schlecht leitenden Stoffe meistens auch sehr schlechte Wärmeleiter sind. Von außen durch Strahlung, Leitung oder Luftströmung zugeführte Wärme dringt daher nur sehr langsam bis zum Materialkern durch, während die äußere Schicht hohen, für das Werkstück manchmal sogar schädlichen Temperaturen ausgesetzt ist. So bietet die kapazitive Erhitzung z. B. große Anwendungsmöglichkeiten in der Holzindustrie bei der Herstellung von Sperrholzplatten. Wenn man bei den Pressen die bisher übliche Dampfheizung durch HF-Erhitzung ersetzt, so kann dadurch die Kapazität der Presse erheblich gesteigert werden. Der Füllraum der Presse erhöht sich

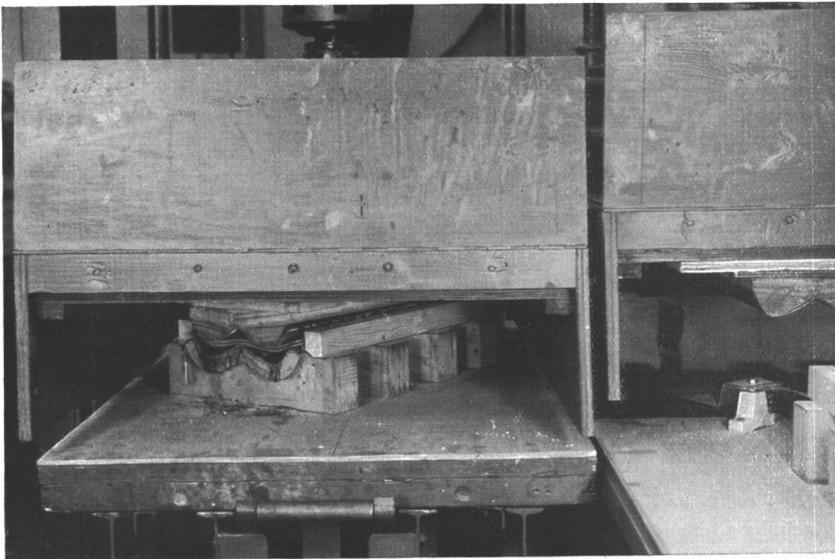


Abb. 19-2. Herstellung von gebogenen Rundfunkgehäuseteilen; die mit Leim bestrichenen Furniere sind in die Presse eingelegt, deren Matrizen aus Holz bestehen und mit Aluminiumplatten verkleidet sind

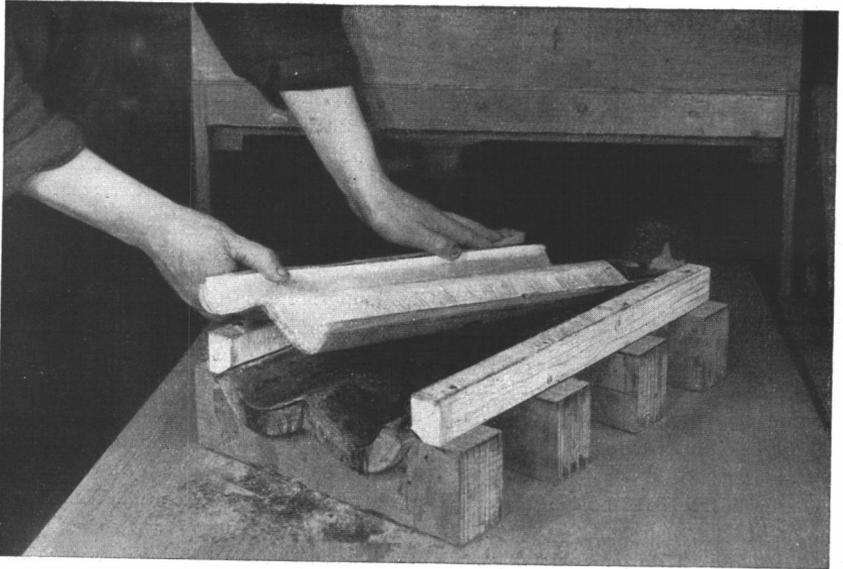


Abb. 19-3. Herausnehmen des fertigen Werkstücks aus der Matrice

in den meisten Fällen um mehr als das Doppelte, weil die Dampfheizplatten nunmehr in Fortfall kommen. Der zweite wesentliche Vorteil ist die erhebliche Verkürzung der für den Arbeitsprozeß benötigten Zeiten. Die Qualität der mit Hochfrequenz hergestellten Sperrholzplatten ist ausgezeichnet, da der Feuchtigkeitsgrad beinahe unverändert bleibt. Im allgemeinen benutzt man für das Leimen von Holz Frequenzen von etwa 2,5 MHz. Die erzeugte Wärme bleibt noch einige Zeit in der Charge, so daß eine Energiezufuhr während der Polymerisationszeit des Leims nicht erforderlich ist. Aus Versuchen hat sich ergeben, daß mittels HF-Erhitzung Platten aus Abfallstoffen, wie z.B. Hobelspänen, Fasern und dergleichen, sehr gut gepreßt werden können (Hartfaserplatten). Zugleich mit der Verleimung von Sperrholzplatten und Furnieren durch Hochfrequenz können sie in geeigneten Matrizen gebogen und in gewünschte Formen gebracht werden. Dieses Verfahren wird z.B. bei der Herstellung von Rundfunkgehäusen praktisch angewandt. *Abb. 19-2* zeigt das Einlegen der mit Leim bestrichenen Furniere in eine Presse, deren Matrizen aus Holz bestehen und mit dünnen Aluminiumplatten verkleidet sind. Die Platten stellen die Belegungen des Kondensators dar und sind mit dem Hochfrequenzgenerator verbunden.

Abb. 19-3 zeigt das Herausnehmen des fertigen Werkstücks aus der Matrice. Eine Nachbehandlung ist nicht notwendig; es kann sofort weiterverarbeitet werden. Der Übelstand, daß sich die Biegung oder Form des Werkstücks nach der Behandlung wieder ändert (was bei den bisher gebräuchlichen Verfahren häufig auftritt), wird beim HF-Erhitzungsverfahren vermieden.

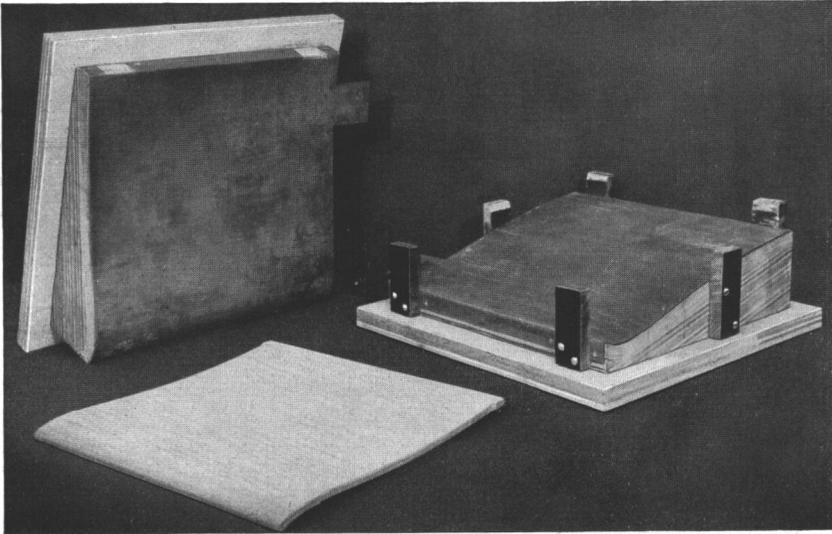


Abb. 19-4. Matrizen zur Herstellung von gebogenen Stuhlsitzen

Auch bei der Herstellung von gebogenen Einzelteilen zur Möbelfabrikation kann das HF-Verfahren mit Vorteil angewandt werden. *Abb. 19-4* zeigt die zur Herstellung von gebogenen Stuhlsitzen benutzten Matrizen aus Hartholz mit Aluminiumblechbelegung nebst einem fertigen, mit HF erzeugten Werkstück.

Vorbehandlung von Kunstharz

In der Kunststoffindustrie werden die Kunstharztabletten vor dem Verpressen einer HF-Wärmebehandlung unterworfen, um sie geschmeidig zu machen. Die Tabletten werden im hierfür besonders eingerichteten Generator auf eine Temperatur von $105 \dots 115 \text{ }^\circ\text{C}$ gebracht, wodurch sie in den plastischen Zustand geraten, und alsdann in die Presse befördert. Dieses Verfahren bietet viele Vorteile: Das Werkstück kann in etwa der halben der früher benötigten Zeit hergestellt werden und erhält eine gut aussehende Oberfläche. Der Preßdruck ist niedriger ($50 \dots 75\%$ des bei den bisherigen Verfahren benötigten Drucks); die Abnutzung der Matrizen wird auf ungefähr die Hälfte reduziert. Der durch die kürzere Preßzeit entstehende Gewinn wird um so bedeutsamer, je größer die Wandstärke der zu pressenden Teile ist. Selbstverständlich kann auch Kunstharzpulver mit dem HF-Verfahren in hierzu erforderlichen Gefäßen aus Calit vorgewärmt werden. Ein handelsüblicher 2-kW-HF-Generator zum Vorwärmen von Kunststofftabletten ist in *Abb. 19-5* gezeigt (*Philips* Type SFG 136/21).



Abb. 19-5. 2-kW-Philips-HF-Generator zum Vorwärmen von Kunstharztabletten, Type SFG 136/21
(Werkbild: Elektro Spezial GmbH)

Verschiedene Anpassungsschaltungen

Wegen der bei dem kapazitiven Erhitzungsverfahren benutzten hohen Frequenzen (bis zu 40 MHz) kommen zur Erzeugung ausschließlich Röhrengeneratoren in Frage. Der durch die Elektroden und das Werkstück gebildete Kondensator muß in geeigneter Weise mit dem Anodenschwingkreis gekoppelt werden, wobei jedoch zu berücksichtigen ist, daß der Verlustwiderstand R (Abb. 19-1) meistens beträchtlich kleiner als der günstigste Belastungswiderstand (Grenzwiderstand) der Generatorröhre ist. Es treten also hier ähnliche Probleme auf, wie sie bereits bei der Besprechung der Generatoren für induktive Erhitzung erwähnt wurden (Teil II.18).

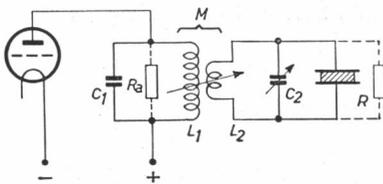


Abb. 19-6. Anpassung des Arbeitskreises an den Anodenschwingkreis der Generatorröhre durch induktive Kopplung

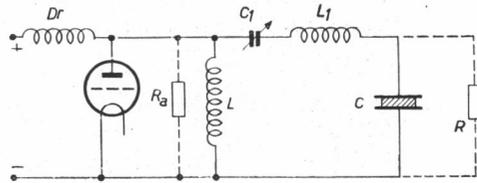


Abb. 19-7. Anpassung des Werkstückwiderstands durch Induktivität L_1 und Kapazität C_1

Im einfachsten Fall kann die Anpassung durch eine transformatorische Kopplung des Arbeitskreises an den Anodenkreis der Generatorröhre erfolgen (Abb. 19-6). Im Resonanzfall ergibt sich als Widerstand R_a des im Anodenstromkreis der Generatorröhre liegenden Schwingungskreises, dessen Resonanzwiderstand im unbelasteten Zustand R_1 sei,

$$R_{a,i} = \frac{R_1}{1 + k^2 \cdot Q_1 \cdot Q_2} \quad (19.8)$$

Hierin bedeuten

$$Q_1 = \omega C_1 \cdot R_1 \quad (19.9)$$

und

$$Q_2 = \omega C_2 \cdot R \quad (19.10)$$

die Kreisgüten von Anodenschwingkreis und Arbeitskreis.

C_2 stellt die Summe der Kapazitäten des Arbeitskondensators und des zur Resonanzabstimmung dienenden variablen Kondensators dar, während R der zu transformierende Widerstand des Werkstücks ist. Es ist dabei angenommen, daß R klein gegenüber dem Resonanzwiderstand R_2 des Arbeitskreises ist, so daß er bei Parallelschaltung vernachlässigt werden kann. Der Kopplungsfaktor ist

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \quad (19.11)$$

Wie man sieht, besteht die Möglichkeit, den nach Gl. (19.8) auf den Anodenschwingkreis übertragenen Widerstandswert durch Verändern der Kopplung der beiden Kreise weitgehend zu beeinflussen.

Eine andere Methode der Anpassung des Werkstückwiderstands an den Generator zeigt *Abb. 19-7*. Der Eingangswiderstand des aus L , C_1 , L_1 und C bestehenden Vierpols ist

$$R_i = n^2 R \quad (19.12)$$

mit

$$n = \frac{L}{L + L_1} \cdot \frac{C + C_1}{C} \quad (19.13)$$

Durch entsprechende Wahl von L_1 bzw. C_1 kann man n auf jeden gewünschten Wert bringen und damit die Anpassung ermöglichen.

Eine dritte, verschiedentlich angewandte Methode benutzt eine konzentrische Leitung, deren Länge z. B. ein Viertel der HF-Wellenlänge sein kann (*Abb. 19-8*). Unter der Vor-

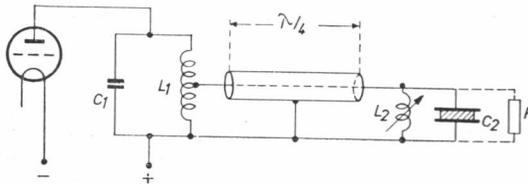


Abb. 19-8. Anpassung durch eine konzentrische $\lambda/4$ -Leitung

aussetzung, daß die in der Leitung auftretenden Verluste vernachlässigt werden können, gelten die allgemeinen Gleichungen

$$U_E = U_A \cdot \left(\cos \alpha + j \frac{Z}{\Re_A} \cdot \sin \alpha \right) \quad (19.14)$$

$$I_E = \frac{U_A}{\Re_A} \cdot \left(\cos \alpha + j \frac{\Re_A}{Z} \cdot \sin \alpha \right) \quad (19.15)$$

woraus folgt

$$\Re_E = \frac{U_E}{I_E} = \frac{Z (\Re_A + j \cdot Z \cdot \operatorname{tg} \alpha)}{Z + j \cdot \Re_A \cdot \operatorname{tg} \alpha} \quad (19.16)$$

Hierin bedeuten

U_E = Eingangsspannung

I_E = Eingangsstrom

$Z = \sqrt{\frac{L}{C}}$ = Wellenwiderstand der Leitung

\Re_E = Eingangsimpedanz

\Re_A = Ausgangsimpedanz

U_A = Ausgangsspannung

α = Elektrische Länge der Leitung in Winkelgraden

= $\frac{\text{Leitungslänge}}{\text{Wellenlänge}} \cdot 360^\circ$

Die impedanzwandelnden Eigenschaften einer solchen Leitung werden deutlich, wenn man sich z. B. auf eine $\lambda/4$ -Leitung beschränkt, wie sie zumeist benutzt wird. In diesem Fall wird

$$U_E = j \cdot U_A \frac{Z}{\Re_A} \quad (19.17)$$

und

$$I_E = j \cdot \frac{U_A}{Z} \quad (19.18)$$

und damit

$$\Re_E = \frac{Z^2}{\Re_A} \quad (19.19)$$

Wie man sieht, transformiert sich die Ausgangsimpedanz mit dem Quadrat des Wellenwiderstands auf die Eingangsseite, so daß eine niedrige Impedanz auf der Ausgangsseite als hohe Impedanz auf der Eingangsseite erscheint. Schließt man die Ausgangsseite kurz ($\Re_A = 0$), so ist die Eingangsimpedanz theoretisch unendlich groß, d. h. der im Anodenkreis der Generatorröhre wirksame Widerstand ist lediglich durch den Resonanzwiderstand des aus L_1 , C_1 bestehenden Schwingungskreises mit den ihm anhaftenden Verlusten gegeben.

Gl. (19.14) zeigt, daß die am Werkstück stehende Ausgangsspannung U_A eine Funktion von \Re_A ist, falls U_E als konstant angenommen wird. Aus Gl. (19.7) ging hervor, daß im Interesse einer schnellen Erhitzung des Werkstücks eine hohe Feldstärke, d. h. also eine hohe Spannung an den Platten des Arbeitskondensators vorhanden sein muß. Es muß somit \Re_A auf einen möglichst hohen Wert gebracht werden. Dies kann dadurch geschehen, daß man parallel zum Arbeitskondensator eine veränderbare Induktivität L_2 schaltet, womit der dann aus L_2 und C_2 gebildete Schwingungskreis auf Resonanz abgestimmt werden kann. In diesem Fall nimmt der Widerstand der Parallelschaltung von L_2 und C_2 seinen größten Wert an.

5-kW-Generator

Nachfolgend ist der Entwurf eines HF-Generators mit einer Ausgangsleistung von etwa 5 kW bei einer Frequenz von 27,2 MHz beschrieben. Eine Hochfrequenzleistung von 5 kW vermag beispielsweise die Temperatur eines Holzvolumens von 4800 cm³ in einer Minute um etwa 37 °C zu erhöhen. Eine Lage Leim mit einer Oberfläche von 1500 cm² erfordert zur Behandlung nur die Zeit von 15 s.

Das vollständige Schaltbild des Generators ist in *Abb. 19-9* wiedergegeben. Über den Bau von HF-Generatoren derartiger Leistung sei bemerkt: Bei der Konstruktion muß darauf geachtet werden, daß das Auftreten von parasitären Schwingungen, die die Arbeitsweise ungünstig beeinflussen könnten, vermieden wird. Im allgemeinen erreicht man dies durch den Einbau von HF-Drosselspulen und Dämpfungswiderständen. Der Anbringungsort dieser Unterdrückungsmittel richtet sich völlig nach der Anordnung der Einzelteile und der Länge der Leitungen. Es muß daher betont werden, daß der Bau von HF-Generatoren gewisse Spezialerfahrungen voraussetzt, die im allgemeinen nur durch längere Beschäftigung mit diesem Teilgebiet der Hochfrequenztechnik gewonnen werden können.

Die vom Generator aufgenommene Leistung ist im Leerlauf 4,2 kW, bei voller Belastung 16,2 kW bei einem Leistungsfaktor von 0,9. Das Gerät besteht aus zwei Teilen: aus dem Stromversorgungsteil, der die erforderlichen Transformatoren, Gleichrichterröhren, Relais, Schalter und Meßinstrumente umfaßt, und dem eigentlichen Generator, in dem die HF-Energie erzeugt wird. Um das Gerät mehreren Verwendungszwecken anpassen zu können, sind zwei verschiedene Ausführungen (a und b) des eigentlichen Generators vorgesehen. Ausführung a eignet sich am besten bei der Verwendung des Geräts in der Massenproduktion von Werkstücken, während Ausführung b für unterschiedliche Zwecke benutzt werden kann. Bei der Ausführung a ist der positive Pol des Stromversorgungsteils geerdet und der Ausgangskreis über eine $\lambda/4$ -Leitung mit der Last verbunden. Die Spule L_4 ist mit Anzapfungen versehen (in der Abbildung nicht gezeichnet), um sie je nach dem Werkstück auf den günstigsten Wert abstimmen zu können. Die im Betrieb dann noch auftretenden Belastungsschwankungen wirken sich auf die Leistung und die Frequenz des Generators nur wenig aus.

Bei der Ausführung b ist die Anode der Oszillatortriode über die HF-Drosselspule L_8 mit dem positiven Pol des Stromversorgungsteils verbunden, während der negative Pol geerdet ist. Zur Vereinfachung der Bedienung bei unterschiedlichen Werten der Belastungskapazität und der erforderlichen Ausgangsleistung wird der Generator ein für allemal auf maximale Ausgangsleistung eingestellt, so daß er weiterhin ohne erneutes Einstellen verwendet werden kann. Die Schaltung ist so gewählt, daß eine unrichtige Anpassung des Werkstücks keine Überlastung der Generatorröhre herbeiführt.

Als HF-Generatorröhre ist die luftgekühlte *Valvo*-Außenanodenröhre TAL 12/10 vorgesehen. Zur Gleichrichtung der vom Netztransformator gelieferten Spannung dienen drei Röhren DCG 5/5000 des gleichen Fabrikats. Das Gebläse G hat eine Leistung von $7,5 \text{ m}^3/\text{min}$ und wird durch einen Motor von etwa 1 kW Leistung angetrieben.

Zu Abb. 19-9

- Tr_1 = Hochspannungstransformator, dreiphasig, 11 kVA, Primärspannung: Netzspannung, $3 \times 380 \text{ V}$, Sekundärspannung: $3 \times 4900 \text{ V}$ (bei Ausführung a gegen 10 kV isoliert)
- Tr_2 = Heizspannungstransformator für die Gleichrichterröhren, einphasig, 0,1 kVA, Primärspannung: Netzspannung, 380 V, Sekundärspannung: 5 V (bei Ausführung b gegen 10 kV isoliert)
- Tr_3 = Heizspannungstransformator für die Generatorröhre, einphasig, 2 kVA, Primärspannung: Netzspannung, 380 V, Sekundärspannung: 22 V (bei Ausführung a gegen 10 kV isoliert)
- Tr_4 = Regeltransformator, einphasig, 2 kVA, Primärspannung: Netzspannung, 380 V, Sekundärspannung: 150...220 V
- Tr_5 = Transformator für das Verzögerungsrelais RL_2 , einphasig, 0,1 kVA, Primärspannung: Netzspannung, 220 V, Sekundärspannung: 30 V, 85 mA
- RL_2 = Bimetall-Verzögerungsrelais, Type 4152

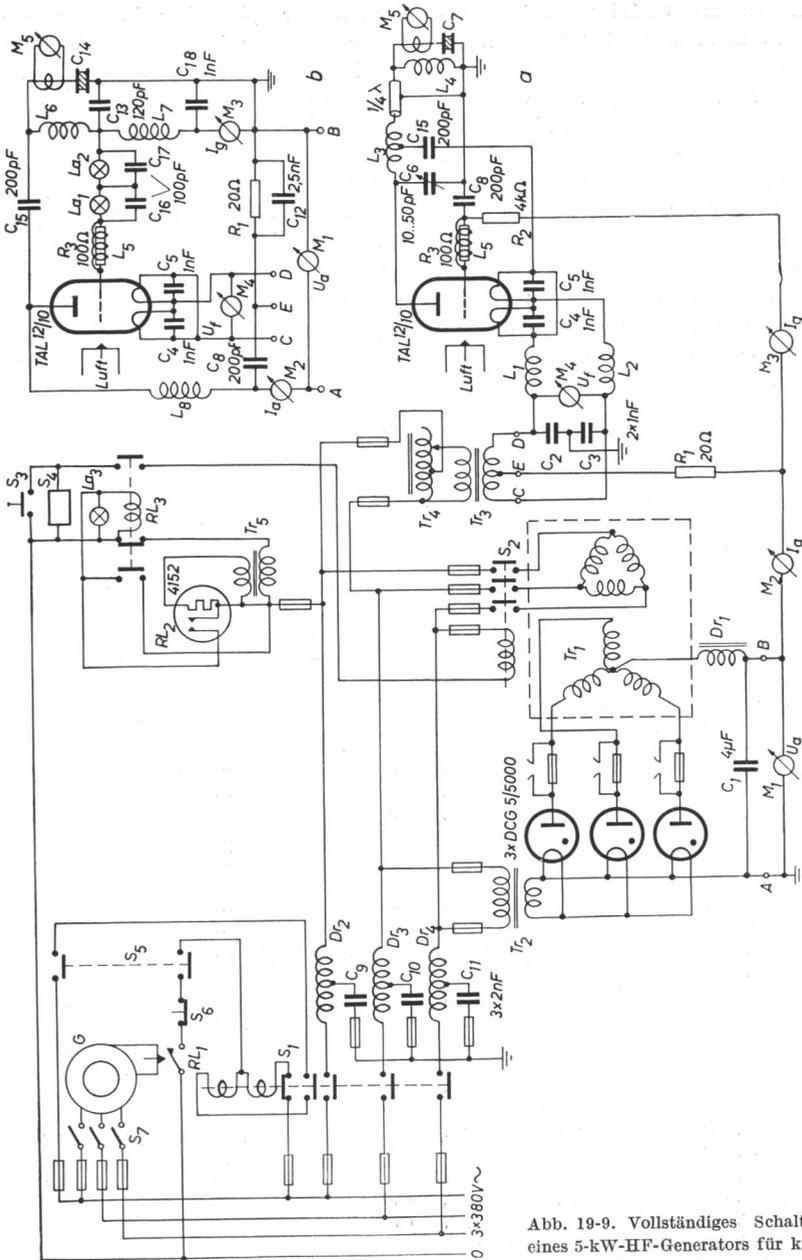


Abb. 19-9. Vollständiges Schaltbild eines 5-kW-HF-Generators für kapazitive Erwärmung

Das Hauptschütz S_1 wird durch einen Druckknopfschalter S_5 betätigt; ein Türkontakt S_6 sowie ein Windfahnenrelais RL_1 verhindern, daß der Generator eingeschaltet wird, solange die Tür des Gehäuses geöffnet ist oder wenn das Gebläse nicht arbeitet. Durch ein Netzfilter $Dr_2, Dr_3, Dr_4, C_9, C_{10}, C_{11}$ wird vermieden, daß Hochfrequenz in das Netz gelangt. Ein besonderes Schaltschütz S_2 , das durch den Druckknopfschalter S_3 betätigt wird, verbindet den Hochspannungstransformator Tr_1 mit dem Netz. Das Bimetallrelais RL_2 verhindert das Einschalten der Hochspannung, bevor die gasgefüllten Gleichrichterröhren genügend vorgeheizt sind. An Stelle des Schalters S_3 kann auch ein mechanischer oder elektronischer Zeitschalter, angedeutet durch S_4 , benutzt werden, der auf die jeweils erforderliche Behandlungszeit des Werkstücks eingestellt wird.

Da bei der Ausführung a der positive Pol der Hochspannung geerdet ist, muß die Sekundärseite des Heiztransformators Tr_3 nebst den Zuleitungen zu den Heizanschlüssen der Generatorröhre ebenso wie die Sekundärseite des Hochspannungstransformators Tr_1 gegen Hochspannung isoliert sein. Dies gilt auch für den gesamten Gitterkreis der Generatorröhre. Die Sekundärseite des Heiztransformators Tr_2 braucht in diesem Fall nicht gegen Hochspannung isoliert zu werden. Bei der Ausführung b ist der negative Pol der Hochspannung geerdet; hier muß also lediglich die Sekundärseite des Heiztransformators Tr_2 gegen Hochspannung isoliert sein.

Das Gebläse wird durch den Schalter S_7 eingeschaltet. Etwa 2 Minuten nach Betätigung des Schalters S_5 leuchtet das Signallämpchen La_3 auf. Nach Beschickung der Elektroden mit dem Werkstück kann der Druckknopfschalter S_3 oder der Zeitschalter S_4 betätigt werden.

Zu Abb. 19-10

$R_1 = 33000 \Omega, 0,25 \text{ W}$	$C_{10} = 25 \text{ pF}$	$C_{33} = 750 \text{ pF} \quad 6 \text{ kV}$
$R_2 = 1000 \Omega, 1 \text{ W}$	$C_{11} = 2 \times 16 \text{ pF}$	$C_{33} = 750 \text{ pF} \quad 6 \text{ kV}$
$R_3 = 25000 \Omega, 0,5 \text{ W}$	$C_{12} = 10000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$Dr_1 = 1,6 \cdots 2,0 \text{ mH}$
$R_4 = 1000 \Omega, 4 \text{ W}$	$C_{13} = 10000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$Dr_2 = 1,6 \cdots 2,0 \text{ mH}$
$R_5 = 5000 \Omega, 4 \text{ W}$	$C_{14} = 10000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$Dr_3 = 70 \mu\text{H}$
$R_6 = 0,15 \text{ M}\Omega, 0,25 \text{ W}$	$C_{15} = 25 \text{ pF}$	$Dr_4 = 1,6 \cdots 2,0 \text{ mH}$
$R_7 = 750 \Omega, 1 \text{ W}$	$C_{16} = 2 \times 34 \text{ pF}$	$Dr_5 = 1,6 \cdots 2,0 \text{ mH}$
$R_8 = 40000 \Omega, 1 \text{ W}$	$C_{17} = 20 \text{ pF}$	$Dr_6 = 1,6 \cdots 2,0 \text{ mH}$
$R_9 = 30000 \Omega, 0,5 \text{ W}$	$C_{18} = 4000 \text{ pF}, 300 \text{ V}$	$Dr_7 = 1,6 \cdots 2,0 \text{ mH}$
$R_{10} = 200 \Omega, 4 \text{ W}$	$C_{19} = 4000 \text{ pF}, 300 \text{ V}$	$Dr_8 = 1,6 \cdots 2,0 \text{ mH}$
$R_{11} = 10000 \Omega, 4 \text{ W}$	$C_{20} = 4000 \text{ pF} + 4000 \text{ pF},$	$Dr_9 = 1,6 \cdots 2,0 \text{ mH}$
$R_{12} = 5000 \Omega, 4 \text{ W}$	600 V	$Dr_{10} = 70 \mu\text{H}$
$R_{13} = 3000 \Omega, 12 \text{ W}$	$C_{21} = 1250 \text{ pF}, 6 \text{ kV}$	$L_1 = 12 \text{ Windungen } 2,5 \text{ mm}^2, 35 \text{ mm } \varnothing$
$R_{14} = 1000 \Omega, 150 \text{ W}$	$C_{22} = 25 \text{ pF}$	$L_2 = 27 \text{ Windungen } 2,5 \text{ mm}^2, 20 \text{ mm } \varnothing$
$R_{15} = 500 \Omega, 75 \text{ W}$	$C_{23} = 2 \times 80 \text{ pF}$	$L_3 = 8 \text{ Windungen } 2,5 \text{ mm}^2, 20 \text{ mm } \varnothing$
$R_{16} = 6000 \Omega, 150 \text{ W}$	$C_{24} = 1000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$L_4 = 5 \text{ Windungen } 2,5 \text{ mm}^2, 35 \text{ mm } \varnothing$
$C_1 = 25 \text{ pF var.} + 75 \text{ pF}$	$C_{25} = 1000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$L_5 = 20 \text{ Windungen } 2,5 \text{ mm}^2, 12 \text{ mm } \varnothing$
$C_2 = 5000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$C_{26} = 1000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$L_6 = 3 \text{ Windungen } 2,5 \text{ mm}^2, 20 \text{ mm } \varnothing$
$C_3 = 5000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$C_{27} = 1000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$L_7 = 5 \text{ Windungen Kupferrohr}$
$C_4 = 5000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$C_{28} = 1000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$6 \text{ mm} \times 8 \text{ mm } \varnothing, 65 \text{ mm } \varnothing$
$C_5 = 5000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$C_{29} = 1000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$L_8 = 2 \text{ Windungen Kupferrohr}$
$C_6 = 100 \text{ pF}, 450 \text{ V}$	$C_{30} = 1000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$6 \text{ mm} \times 8 \text{ mm } \varnothing, 65 \text{ mm } \varnothing$
$C_7 = 5000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$C_{31} = 1000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	
$C_8 = 5000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$C_{32} = 1000 \text{ pF}, 450 \text{ V}$	
$C_9 = 5000 \text{ pF}, 350 \text{ V}$	$C_{33} = 1000 \text{ pF}, 450 \text{ V}$	

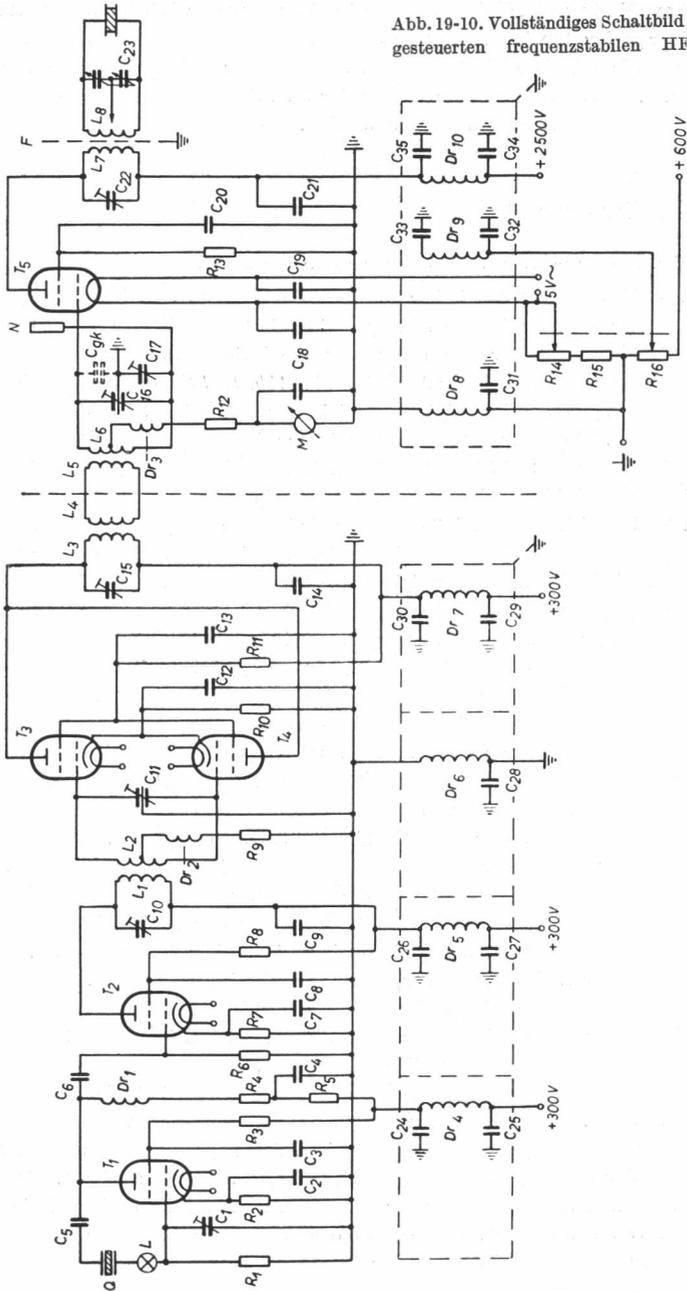


Abb. 19-10. Vollständiges Schaltbild eines fremdgesteuerten frequenzstabilen HF-Generators

Wie bereits erwähnt wurde, ist im Falle der Ausführung a der Arbeitskondensator C_7 durch die Wahl einer geeigneten Anzapfung der Spule L_4 auf die Generatorfrequenz abzustimmen. Wünschenswert ist es, diese Einstellung bei verminderter Anodenspannung vorzunehmen. Dies kann z. B. durch Herausnehmen einer der im Primärkreis des Hochspannungstransformators liegenden Sicherungen erreicht werden.

Frequenzstabiler Generator

Auf Grund der Beschlüsse der Weltnachrichtenkonferenz von Atlantic City ist die Entwicklung von HF-Generatoren hoher Frequenzkonstanz erforderlich geworden, die auf dem höchsten der dort zugelassenen Frequenzkanäle ($40,68 \text{ MHz} \pm 0,05\%$) unter gleichzeitiger Berücksichtigung der durch das deutsche HF-Gesetz geforderten Bedingungen (weitgehende Oberwellenfreiheit usw.) arbeiten. In *Abb. 19-10* ist das vollständige Schaltbild eines Generators für etwa 500 W Ausgangsleistung dargestellt, das den genannten Bedingungen genügt. Ein quarzgesteuerter Oszillator mit der Tetrode T_1 (QE 04/10) erzeugt die Anfangsfrequenz von $10,17 \text{ MHz} (\pm 0,05\%)$, d. h. zwischen $10,165 \text{ MHz}$ und $10,175 \text{ MHz}$. Wie aus dem Schaltbild zu erkennen ist, kommen in dieser Stufe keinerlei abgestimmte Kreise vor. Es hat sich gezeigt, daß die vorgeschriebenen Frequenzgrenzen trotzdem ohne weiteres eingehalten werden können, solange durch geeigneten Aufbau dafür gesorgt wird, daß der Schwingkristall durch keinerlei äußere Einflüsse erwärmt werden kann. Über den Kopplungskondensator C_6 wird die in der Oszillatorstufe erzeugte Frequenz von $10,17 \text{ MHz}$ dem Steuergitter der als Frequenzverdoppler geschalteten zweiten Tetrode T_2 (QE 04/10) zugeführt. Der in der Anodenleitung liegende Resonanzkreis ist auf die erste Oberwelle, also auf $20,34 \text{ MHz}$, abgestimmt. Er ist induktiv mit dem auf die gleiche Frequenz abgestimmten Gitterkreis der zweiten Verdopplerstufe gekoppelt. Hierdurch erhält man eine weitgehende Unterdrückung der unerwünschten Oberwellen. Die zweite Stufe arbeitet in Gegentakt-Eintakt-Schaltung mit zwei Röhren QE 04/10 (T_3 und T_4). Der Anodenkreis ist auf die Arbeitsfrequenz von $40,68 \text{ MHz}$ abgestimmt.

Die Leistungsstufe ist mit der Tetrode T_5 (QB 3,5/750) bestückt. Ebenso wie bei der zweiten Verdopplerstufe ist der abgestimmte Gitterkreis induktiv angekoppelt. Er steuert das Gitter der Leistungsröhre und liefert die Spannung für die Neutralisationselektrode. Die Leistung wird in der Endstufe durch Änderung der Schirmgitterspannung unter gleichzeitiger Regelung des im Katodenkreis liegenden Widerstands geregelt. Der Arbeitskreis wird in üblicher Weise induktiv an den Anodenkreis angekoppelt. Zwischen Anodenkreisspule und Arbeitskreisspule ist ein geerdetes Faradaysches Gitter zur Unterdrückung der Ausstrahlung von Harmonischen und zum Schutz des Arbeitskreises vor galvanischem Kontakt mit der auf Hochspannung liegenden Spule.

Beim Betrieb des Geräts im Leerlauf kann es vorkommen, daß die Leistungsstufe zur Selbsterregung neigt. Aus diesem Grund ist eine Neutralisation vorgesehen, bei der ein Teil der Ausgangsspannung gegenphasig auf das Steuergitter zurückgeführt wird. Der Gitterkreis der Leistungsstufe ist symmetrisch gegen Erde aufgebaut. Das eine Ende dieses Schwingkreises liegt am Gitter der Endröhre, während das andere Ende mit einem Kupferstreifen N verbunden ist, der oberhalb des Chassis der Anode der Röhre gegenübersteht. Dieser Blechstreifen bildet mit der Anode zusammen durch den Glaskolben hin-

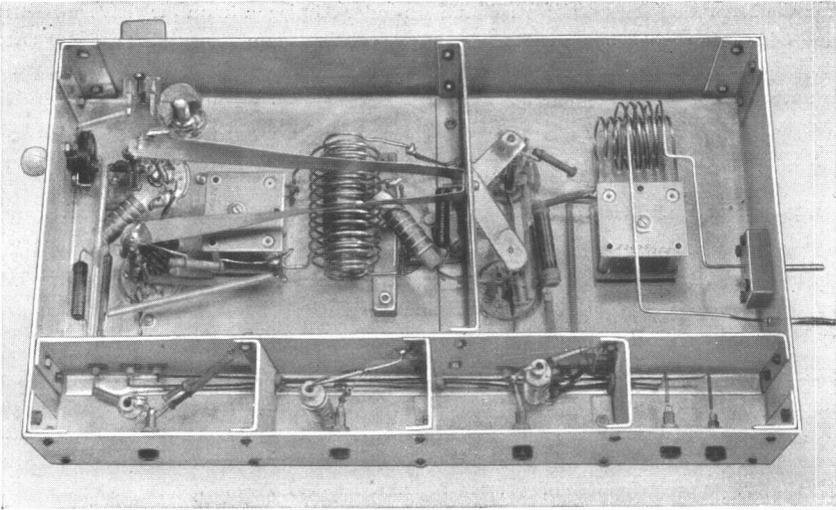


Abb. 19-11. Chassis-Unteransicht der Vorstufen des Generators nach Abb. 19-10

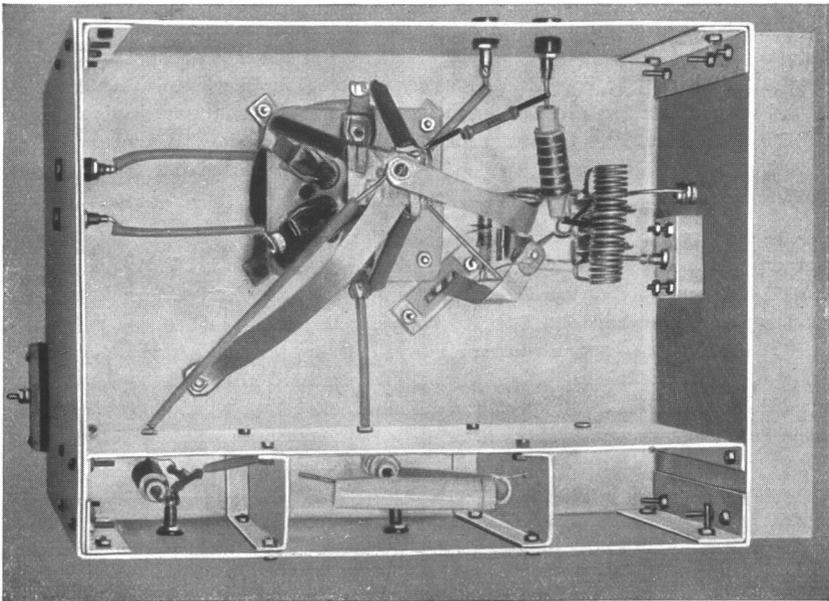


Abb. 19-12. Chassis-Unteransicht der Leistungsstufe des Generators nach Abb. 19-10

durch die Neutralisationskapazität. Durch An- oder Abbiegen kann die richtige Neutralisation leicht eingestellt werden. Der Trimmer C_{17} dient zum Kompensieren der Gitter-Katoden-Kapazität der Leistungsröhre, die in der Abbildung mit C_{gk} symbolisiert ist.

Um unerwünschte Rückkoppelung zwischen den Stufen zu vermeiden, sind sie sorgfältig gegeneinander abgeschirmt. Ferner sind geeignete Filter in die Zuführungsleitungen der Speisespannungen geschaltet. *Abb. 19-11* zeigt die Unterseite des Chassis mit Oszillator und den beiden Verdopplerstufen (von Links nach rechts). Vorn sind die abgeschirmten Filter zu erkennen. *Abb. 19-12* stellt die Chassisunterseite der Leistungsstufe dar.

Die Oszillatorstufe enthält den regelbaren Rückkopplungskondensator C_1 . Er ist auf den kleinsten Wert des durch den Kristall fließenden Stroms einzustellen. Als Kontrollglied dient das in Serie zum Schwingquarz geschaltete Glühlämpchen L (5 V, 25 mA). Die Hochfrequenzspannung am Kristall sollte den Wert von $50 V_{\text{eff}}$ nicht überschreiten.

Die Schaltung ist so entworfen, daß nur zwei Bedienungsknöpfe erforderlich sind, und zwar zur Abstimmung des Arbeitskreises (Kondensator C_{23}) und zur Leistungsregelung (gekoppelte Potentiometer R_{14} und R_{16}). Die im übrigen vorgesehenen Abstimmkondensatoren und Trimmer werden einmal fest eingestellt und bedürfen lediglich bei Röhrenwechsel u. U. einer Nacheinstellung, ohne daß dabei die Gefahr eines völligen Fehlableichs eintreten kann.

Selbsttätige Resonanzabstimmung

Während der Dauer der Wärmebehandlung können u. U. erhebliche Änderungen von ϵ und $\text{tg } \delta$ des Werkstücks auftreten, wodurch der Arbeitskreis außer Resonanz gerät und sich die dem Werkstück zugeführte Energie verringert. Hierdurch wird nicht nur der Wirkungsgrad verschlechtert, sondern es kann durch die Fehlanpassung auch die Generatorröhre gefährdet werden. Eine Nachstimmung von Hand während des Betriebs wird immer unbefriedigend sein und schließt auch eine Beschädigung der Anlage durch Unachtsamkeit des Bedienungspersonals nicht aus.

Dieser Übelstand wird beseitigt, wenn man eine Vorrichtung zur selbständigen Resonanzabstimmung des Arbeitskreises vorsieht. Darüber hinaus braucht bei Vorhandensein einer solchen Vorrichtung überhaupt keine Abstimmung des Arbeitskreises mehr vorgenommen zu werden, was eine wesentliche Vereinfachung der Bedienung bedeutet. Die Forderung nach einer automatischen Scharfabstimmung verlangt in nächster Zukunft noch durch die Tatsache erhöhte Beachtung, daß auf Grund der verschärften technischen Bedingungen für die HF-Generatoren hinsichtlich ihrer Frequenzkonstanz vielfach fremdgesteuerte Generatoren verwendet werden müssen. Derartige Generatoren verhalten sich aber gegenüber Belastungsschwankungen und Verstimmungen des Arbeitskreises weitaus unelastischer, wodurch die Überlastungsgefahr erhöht wird. Die zusätzlichen Mehrkosten einer Automatik dürften in den meisten Fällen durch die Vorteile der erreichbaren Leistungssteigerung, durch Zeit- und Kostenersparnisse sowie durch vereinfachte Bedienbarkeit bei weitem ausgeglichen werden.

Die im folgenden beschriebene Anordnung ist bei einem HF-Generator anwendbar, dessen Arbeitskreis mit dem Anodenkreis der Generatorröhre induktiv gekoppelt ist, wie dies z. B.

in Abb. 19-10 der Fall ist. Zum Verständnis der Wirkungsweise sind in Abb. 19-13 zwei induktiv gekoppelte Kreise schematisch dargestellt, wobei dem (linken) Primärkreis eine HF-Spannung U_1 zugeführt wird. Offenbar muß diese Spannung gleich der Summe der an den Schaltelementen auftretenden, durch den Strom I_1 hervorgerufenen Spannungsabfälle sein, so daß man schreiben kann

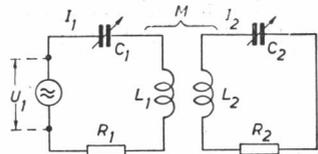


Abb. 19-13. Induktiv gekoppelte Schwingungskreise

$$U_1 = I_1 \cdot R_1 + I_1 \cdot j\omega L_1 + I_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_1} + I_2 \cdot j\omega M \quad (19.20)$$

Der letzte Ausdruck gibt die Spannung wieder, die auf Grund der gegenseitigen induktiven Kopplung M der beiden Kreise durch das Fließen des Sekundärstroms I_2 im Primärkreis induziert wird. Im Resonanzfall wird

$$U_1 = I_1 \cdot R_1 + I_2 \cdot j\omega M \quad (19.21)$$

Für den Sekundärkreis gilt

$$U_2 = -I_1 \cdot j\omega M = I_2 \cdot R_2 + I_2 \cdot j\omega L_2 + I_2 \frac{1}{j\omega C_2} \quad (19.22)$$

Ist der letzte Ausdruck größer als der vorletzte, so ist der Kreis kapazitiv verstimmt, ist er kleiner, so wird der Kreis induktiv. Sind beide Größen dem Betrag nach gleich, so ist der Kreis in Resonanz. Die zu diesen drei Fällen gehörenden Vektordiagramme sind in Abb. 19-14 dargestellt.

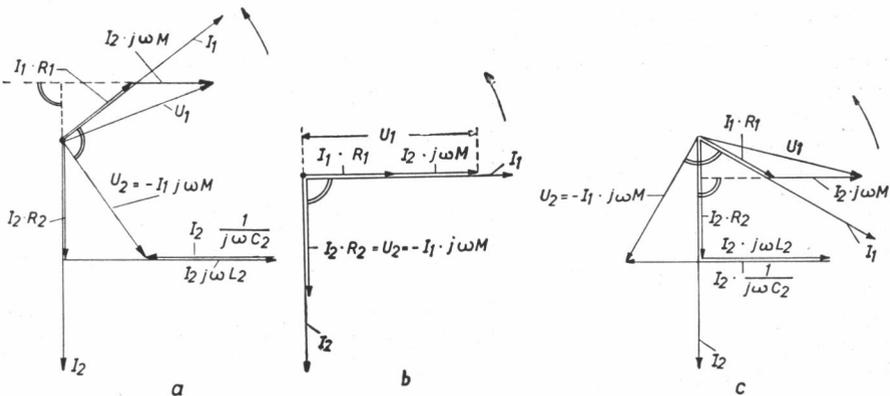


Abb. 19-14. Vektordiagramm für zwei induktiv gekoppelte Schwingungskreise nach Abb. 19-13
a) induktiv verstimmter, b) in Resonanz befindlicher, c) kapazitiv verstimmter Sekundärkreis

Betrachtet man die Phasenverhältnisse der einzelnen Größen, so ergeben sich die Zusammenhänge nach Tab. 19-1.

Bezugsgrößen	Belastung induktiv	Belastung reell	Belastung kapazitiv
I_1 zu U_1	+ φ°	0°	- φ°
I_1 zu I_2	< + 180°	+ 90°	> 0°
I_1 zu U_2	+ 90°	+ 90°	+ 90°
U_1 zu I_2	< + 180°	+ 90°	> 0°
U_2 zu I_2	< + 90°	0°	< - 90°
U_1 zu U_2	< + 90°	+ 90°	> + 90°

Tab. 19-1

Sie läßt erkennen, daß sich die Phasenlage von Primärstrom I_1 zur Primärspannung U_1 nur in kleinen Grenzen ändert; sie ist durch die Größe der Gegenspannung $I_2 \cdot j \omega M$ bestimmt und damit vom Kopplungsgrad abhängig. Gleiches gilt für U_1 und U_2 . Für I_1 zu U_2 ergibt sich aus der Beziehung $U_2 = -I_1 \cdot j \omega M$ [Gl. (19.22)] eine konstante Phasenlage von $+90^\circ$. Grundsätzlich sind also für eine Regelung nur die gegenseitigen Phasenbeziehungen von Primär- zu Sekundärstrom ($I_1 : I_2$), Primärspannung zu Sekundärstrom ($U_1 : I_2$) sowie $U_2 : I_2$ vertretbar. Eine weitere Einschränkung ergibt sich durch die Notwendigkeit, für eine Umkehrsteuerung von einem mittleren Wert der Regelgröße auszugehen, um so bei Anwendung einer Kompensationsschaltung Änderungen der Polarität zu erhalten. Damit können für eine Abstimmregelung nur die Bezugsgrößen I_1 zu I_2 bzw. U_1 zu I_2 herangezogen werden. Die erreichbaren Phasendrehungen sind in beiden Fällen nahezu 180° .

Der für die automatische Scharfabstimmung erforderliche Richtstrom ist einer Phasenbrücke entnehmbar. Als Phasenbrücke sind grundsätzlich alle bekannten Schaltungsanordnungen anwendbar, wie sie bei der Frequenzüberwachung oder als Demodulator bei Frequenz- oder Phasenmodulation bekannt sind. Im vorliegenden Fall wird eine Brückenschaltung mit zwei Phasenwinkel-Demodulatorröhren EQ 80 benutzt. Die prinzipielle Schaltungsanordnung zeigt Abb. 19-15. Hierin bilden die Röhren $Rö_1$, $Rö_2$ und die Widerstände R_1 , R_2 die einzelnen Glieder einer Brücke, die von einer gemeinsamen Spannungsquelle U_B gespeist wird. Von ihr werden gleichzeitig über den aus den Widerständen R_3 , R_4 , R_5 gebildeten Spannungsteiler die Spannungen für die Schirmgitter sowie die negativen Vorspannungen für die Gitter g_3 und g_5 entnommen. Die Gitter g_3 beider Röhren sind parallel geschaltet. Ihnen wird über die Klemme 1 die eine der als Bezugsspannungen für die Abstimmelage des Arbeitskreises dienenden HF-Spannungen U_{HF1} geeigneter Größe und Phasenlage zugeführt.

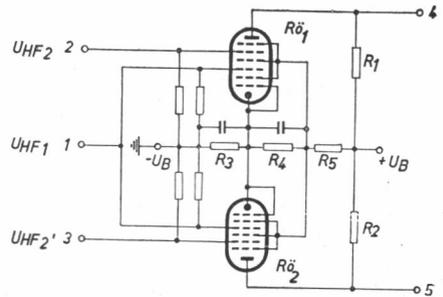


Abb. 19-15. Phasenbrücke zur automatischen Resonanzabstimmung des Arbeitskreises mit zwei Röhren EQ 80

Die zweite Bezugsspannung U_{HF2} bzw. $U_{HF2'}$ wird über die Klemmen 2 bzw. 3 mit den Gittern g_5 verbunden. Die Spannungen U_{HF2} und $U_{HF2'}$ haben eine konstante Phasenlage von 180° zueinander, während die Spannung U_{HF1} ihnen gegenüber im Fall der Resonanzeinstellung des Arbeitskreises um $\pm 90^\circ$ phasenverschoben ist. Demzufolge treten an beiden Röhren an den Gittern g_3 und g_5 Wechselspannungen auf, die im Resonanzfall zueinander jeweils um 90° phasenverschoben sind. Die Aussteuerung beider Röhren ist somit gleich, und die Brücken sind im Gleichgewicht. Die Spannungsdifferenz an den Klemmen 4 und 5 ist Null, da in diesem Fall beide Röhren EQ 80 den gleichen Strom

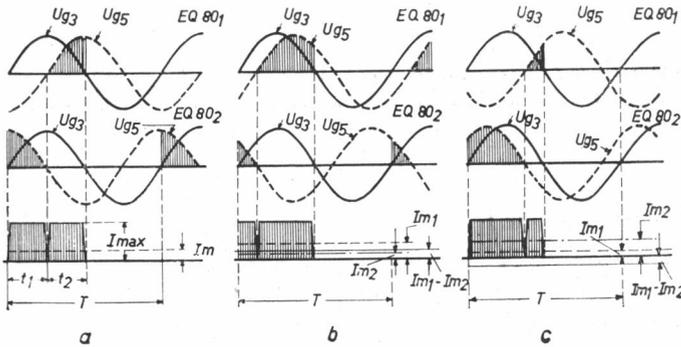


Abb. 19-16. Anodenströme der Röhren EQ 80 in der Schaltung nach Abb. 19-15 bei Verstimmung und Resonanz des Arbeitskreises

durchlassen (Abb. 19-16a). Mit einsetzender Verstimmung des Arbeitskreises wird die Phasendifferenz zwischen den Spannungen an den Gittern g_3 und g_5 der einen Röhre kleiner als 90° , wodurch der Anodenstrom dieser Röhre zunimmt (Abb. 19-16b). Gleichzeitig wird die Phasendifferenz der Gitterspannungen bei der zweiten Röhre größer als 90° , und der Anodenstrom dieser Röhre nimmt ab. Damit stellt sich eine Spannungsdifferenz bestimmter Polarität an den Klemmen 4, 5 ein. Es ist einleuchtend, daß bei Verstimmung des Arbeitskreises in anderer Richtung die Anodenströme der Röhren EQ 80 sich nach Abb. 19-16c ändern und an den Ausgangsklemmen 4, 5 eine Spannung mit umgekehrter Polarität entsteht.

Für die motorische Verstellung des Abstimmglieds im Sekundärkreis des HF-Generators (Drehkondensator) in zwei Richtungen wird eine Thyatronsteuerung gewählt. Das Prinzipschaltbild ist in Abb. 19-17 dargestellt. Der Motor wird aus dem Wechselstromnetz je nach der Polarität der Steuerungspannung an den Klemmen 4 und 5 über das Thyatron $R\ddot{o}_1$ und die Feldwicklung F_1 bzw.

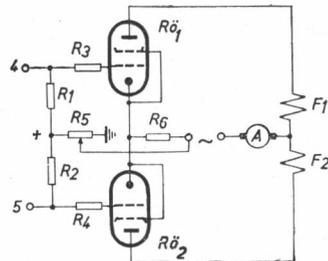


Abb. 19-17. Thyatronsteuerung für den Verstellmotor zur Abstimmung des Arbeitskreises

$R\ddot{o}_2$ und F_2 gespeist. Da die Gitter beider Röhren über die Gitterwiderstände R_3, R_4 galvanisch mit den Anoden der EQ 80 verbunden sind, besteht die Notwendigkeit, das an den Anoden beider Röhren EQ 80 im Resonanzfall herrschende positive Potential durch ein entsprechendes positives Potential beider Katoden der Thyratrons so weit zu kompensieren, daß die beiden Gitter negativ zur Katode vorgespannt sind. Das geschieht mit Hilfe des Reglers R_5 . Um ein Durchzünden beider Thyratrons zu verhindern, liegt in der gemeinsamen Katodenzuleitung ein Widerstand R_6 . An ihm entsteht beim Zünden einer Röhre ein zusätzlicher Spannungsabfall, der die negative Gittervorspannung vergrößert.

Abb. 19-18 zeigt das vollständige Schaltbild der Vorrichtung zur automatischen Scharf-
abstimmung des Arbeitskreises. Es entspricht in seinem Gesamtaufbau den vorstehend
beschriebenen Prinzipschaltbildern nach Abb. 19-15 und 19-17. Als Steuerspannung, deren
Phasenlage und Phasendrehung der Primärspannung entspricht, dient die am Siebkondensator
der Gleichspannungsquelle verbleibende restliche HF-Spannung. Sie wird über einen
Kondensator von 3 pF den beiden Gittern g_3 der EQ 80 über ein konzentrisches Kabel

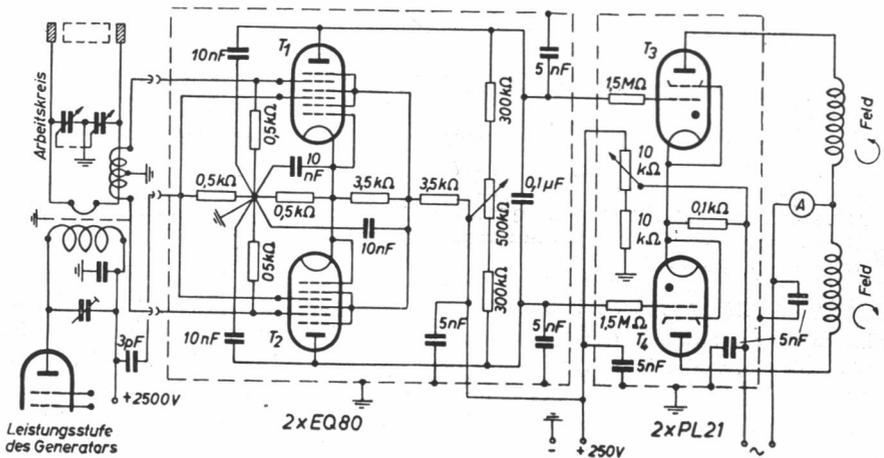


Abb. 19-18

Vollständiges Schaltbild einer Vorrichtung zur automatischen Resonanzabstimmung des Arbeitskreises

zugeführt. Zur Gewinnung der zweiten Steuerspannung für die Gitter g_5 beider EQ 80 aus dem Strom im Sekundärkreis findet ein Durchführungsstromwandler Verwendung. Die Sekundärwicklung ist mit ihrer Mittelanzapfung geerdet, so daß zwei um 180° phasenverschobene Spannungen auftreten, die jeweils einer EQ 80 zugeführt werden. Die Null-einstellung im Resonanzfall des Arbeitskreises erfolgt durch das im Anodenkreis der EQ 80 liegende 500-k Ω -Potentiometer, durch das die Steuergitter beider Thyratrons auf gleiches Potential eingeregelt werden. Der Motor ist über ein geeignetes Getriebe mit der Achse des Drehkondensators gekoppelt, der zur Abstimmung des Arbeitskreises dient.

Abb. 19-19. Stromwandler zur Gewinnung der Steuerspannungen am Arbeitskreis; rechts: in geöffnetem, unten: in geschlossenem Zustand

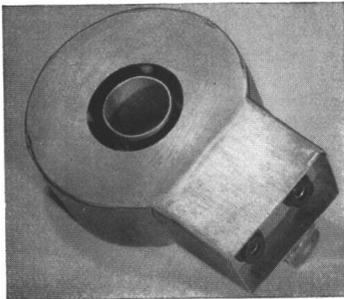
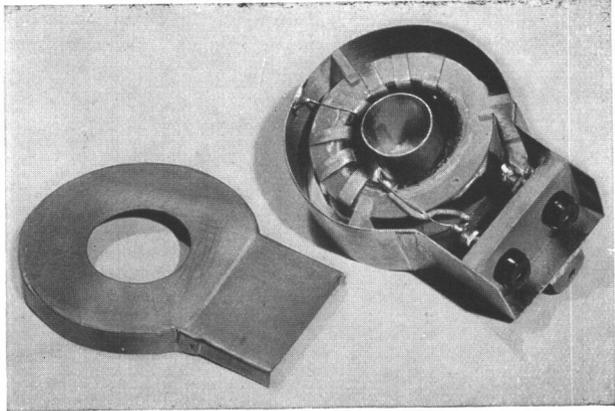


Abb. 19-19 zeigt den zur Gewinnung der vom Arbeitskreis abzuleitenden Steuerspannungen benutzten Stromwandler in geöffnetem und geschlossenem Zustand. Die Koppelspule ist bis auf einen ringförmigen Spalt zur Vermeidung von Kurzschlußströmen völlig abgeschirmt. Abb. 19-20 gibt den vollständigen Versuchsaufbau wieder. Rechts ist der kleine Verstellmotor mit angeflanschem Getriebe und der Schnurübertragung zum Abstimmkondensator zu erkennen, darüber das Chassis mit den beiden Röhren EQ 80, links davon der Motorsteuerungsteil mit den beiden

Thyratrons. Abb. 19-21 zeigt den Aufbau von der anderen Seite und läßt die Koppelspule des Arbeitskreises und den Stromwandler erkennen.

Konstruktiver Aufbau von HF-Generatoren

Unabhängig von den verschiedenen Methoden der Leistungsanpassung ist es immer empfehlenswert, ausreichende Maßnahmen zum Schutz der Generatorröhre zu treffen, da von der Voraussetzung ausgegangen werden muß, daß der Generator durch einen in hochfrequenztechnischer Hinsicht Unbewanderten bedient wird, dem es in gewisser Weise gleichgültig sein kann, was im Innern des Gehäuses vor sich geht. Wie bereits im Teil II.18 erwähnt wurde, kann die Röhre im unterspannten oder überspannten Betriebszustand arbeiten, falls die Anpassung nicht optimal ist, wodurch im einen Fall die Anodenverlustleistung, im andern die Gitterverlustleistung ansteigt. Die Begrenzung der Anodenverlustleistung ist verhältnismäßig leicht möglich, vor allem dann, wenn es sich um eine

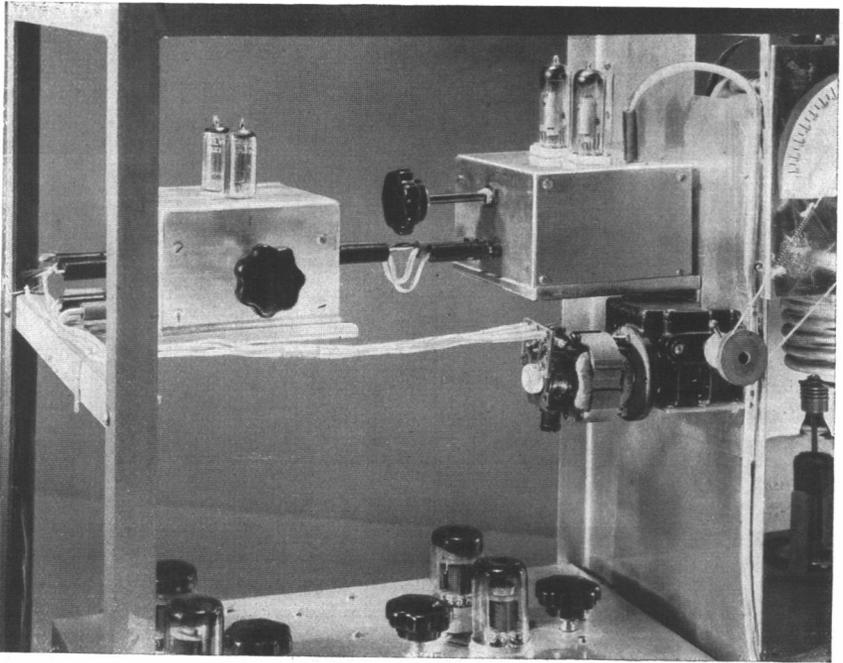


Abb. 19-20. Vollständiger Versuchsaufbau der Vorrichtung zur automatischen Resonanzabstimmung des Arbeitskreises (Werkbild: *Elektro Spezial GmbH*)

Generatorröhre mit Außenanode handelt. In diesem Fall kann die Temperatur der Anode leicht kontrolliert und bei Überschreitung eines Maximalwertes ein Warnsignal eingeschaltet oder aber auch der Anodenstromkreis unterbrochen werden. In sehr vielen Fällen sind jedoch auch diese Maßnahmen überflüssig, da die benutzten Röhren zumeist eine solche Reserve an Anodenverlustleistung haben, daß der Höchstwert selbst bei völligem Kurzschluß des Generators nicht überschritten wird. Die Gitterverlustleistung kann beispielsweise in der Weise begrenzt werden, daß im Gitterstromkreis ein Überstromrelais angeordnet wird, welches beim Überschreiten eines Höchstwerts anspricht und die Speisung abschaltet. Eine andere, häufig angewandte Methode besteht darin, in den Gitterstromkreis belastungsabhängige Widerstände mit positivem Temperaturkoeffizienten, z. B. Glühlampen, aufzunehmen. Eine solche Schaltung ist in *Abb. 19-9* (Ausführung *b*) wiedergegeben. Schließlich besteht auch die Möglichkeit einer elektronischen selbsttätigen Begrenzung der Gitterverlustleistung.

Wesentlich bei einem HF-Generator ist ein guter konstruktiver Aufbau. Wie für alle elektronischen Geräte für den industriellen Einsatz gilt auch hier, daß der Aufbau so einfach und übersichtlich sein soll, daß notwendig werdende Instandsetzungen an Ort und Stelle

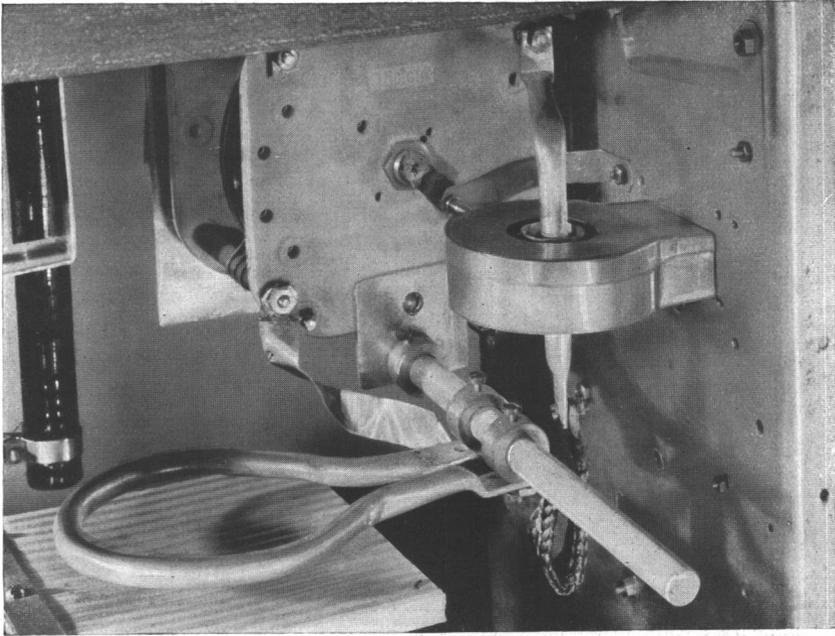
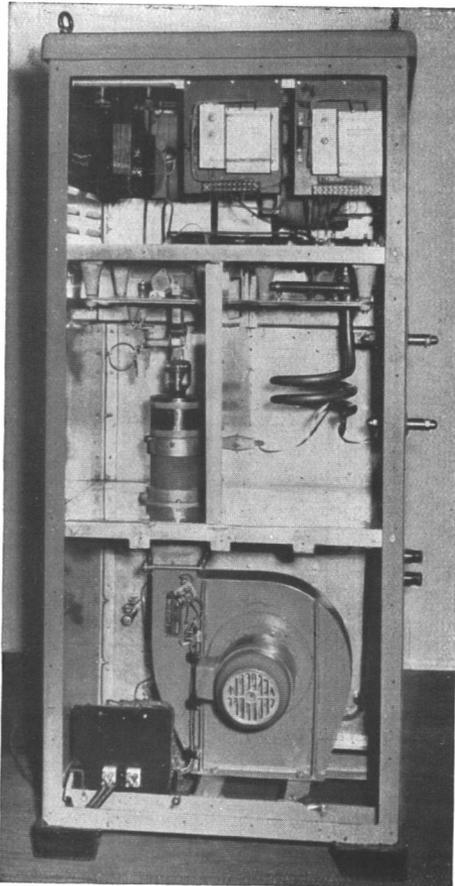


Abb. 19-21. Rückansicht des in Abb. 19-20 gezeigten Versuchsaufbaus; Koppelspule des Arbeitskreises mit Stromwandler (Werkbild: *Elektro Spezial GmbH*)

ausgeführt werden können, ohne daß also kostbare Zeit durch vermeidbare Montagearbeit verlorengeht. Die Röhren müssen so angeordnet sein, daß sie auch von ungeübten Kräften ohne Gefahr einer Beschädigung ausgewechselt werden können. *Abb. 19-22* zeigt die Innenansicht eines 6-kW-Generators mit druckluftgekühlter Generatorröhre TBL 6/6000 (*Abb. 1-16*), deren Auswechslung dank des übersichtlichen Aufbaus leicht möglich ist. In *Abb. 19-23* ist der Innenaufbau eines 500-W-Generators mit einer Arbeitsfrequenz von 75 MHz dargestellt. Zu beachten ist hierbei, daß ein Teil des Anodenschwingkreises in Anbetracht der hohen Frequenz als Hohlraumresonator ausgebildet ist, wodurch ein hoher Kreiswiderstand mit gutem Röhrenwirkungsgrad erreicht und die nutzlose Abstrahlung von HF-Energie weitgehend vermieden wird. Der Arbeitskondensator ist direkt mit dem Anodenkreis galvanisch gekoppelt und die Anode der Generatorröhre geerdet. Da in jedem Generator Verlustwärme erzeugt wird, ist es besonders bei solchen mit druckluftgekühlter Röhre nicht zu vermeiden, daß in der Gehäusewand an geeigneten Stellen Öffnungen zum Ansaugen und Abführen von Kühlluft vorhanden sind. Selbstverständlich muß der Generator so aufgestellt werden, daß diese Öffnungen nicht abgedeckt sind und die Luftzirkulation nicht beeinträchtigt wird; ferner ist zu beachten, daß die Ablagerung



von Staub im Innern des Gehäuses zu Betriebsstörungen Anlaß geben kann, falls es nicht in regelmäßigen Zeitabständen durch Ausblasen oder dergleichen gereinigt wird. Wie alle Arbeitsgeräte erfordern auch die elektronischen Hilfsmittel eine wenn auch geringe Wartung und Pflege, um ständig voll einsatzbereit zu sein. Ausführliche Anweisungen hierfür werden von den Geräteherstellern und den Röhrenfirmen gegeben; sie sollten stets sorgfältig beachtet werden.

Abb. 19-22. Innenansicht eines 6-kW-HF-Generators für dielektrische Erwärmung (Frequenz: 27 MHz), bestückt mit einer druckluftgekühlten Sendetriode Valvo TBL 6/6000

20. Elektronische Geräte für Sonderzwecke

In diesem Kapitel sollen einige elektronische Geräte besprochen werden, die ihrer Art und ihrem Anwendungszweck nach nicht in einem der früheren Kapitel untergebracht werden konnten. Mit ihnen soll die Behandlung von elektronischen Geräten für industrielle Zwecke abgeschlossen werden.

Elektronische Stabilisierung von Gleich- und Wechselspannungen

Häufig werden zur Stromversorgung von Geräten Gleich- und Wechselspannungen benötigt, deren Größe von der Belastung oder den Schwankungen der Netzspannung praktisch unabhängig sein soll. In solchen Fällen kann von elektronischen Stabilisierungsschal-

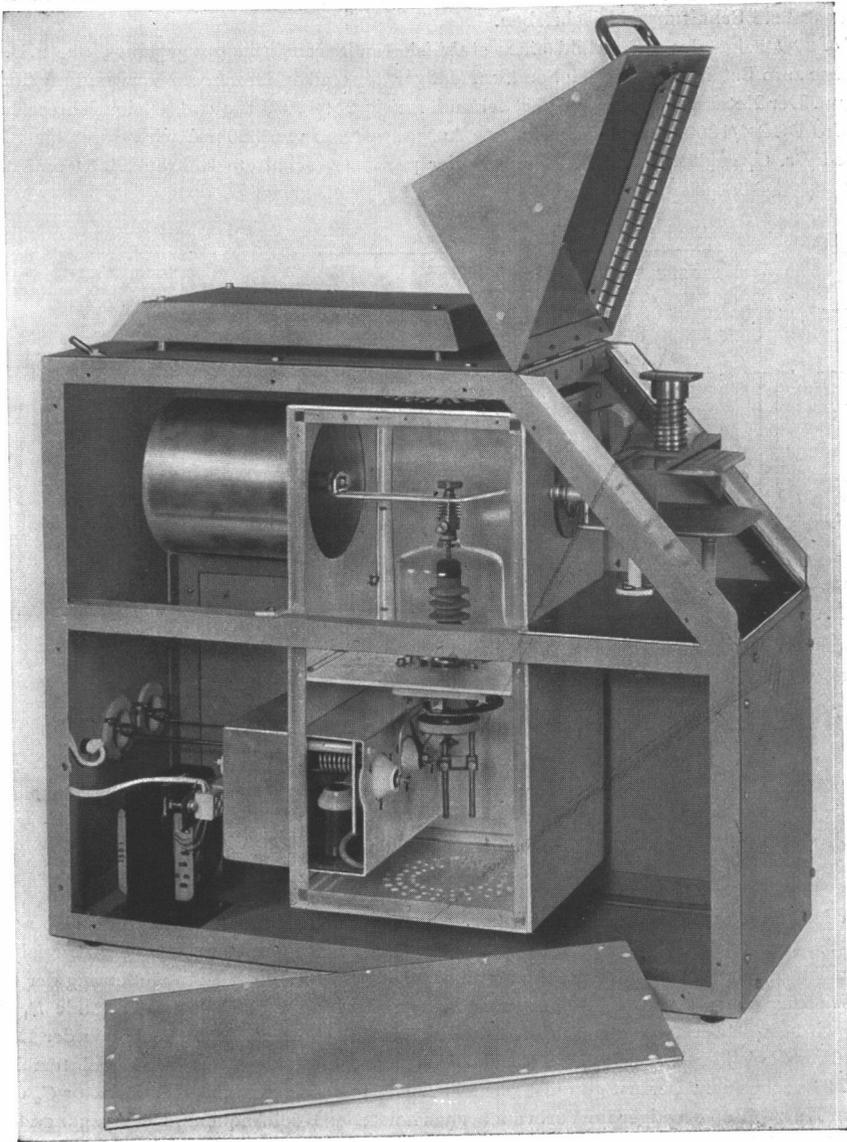


Abb. 19-23. Innenansicht eines 500-W-Generators, Arbeitsfrequenz 75 MHz, mit Hohlraumresonator, bestückt mit strahlungsgekühlter Sendetriode Valvo TB 3/750

kungen der Ausgangsspannung bis zu 2 V, d. h. 0,5% bei Belastungsänderungen von Null bis Vollast sein können. Bei Netzspannungsschwankungen von $\pm 20\%$ sind die Änderungen der Ausgangsspannung nicht größer als $\pm 1\%$. Der effektive Innenwiderstand des Stromversorgungsteils ist höchstens 10Ω . Der Brummanteil der Ausgangsspannung ist ungefähr 50 mV bei einem Laststrom von 100 mA, 80 mV bei 200 mA und 120 mV bei 300 mA. Natürlich kann durch entsprechende Vergrößerung des Siebfilters die Brummspannung noch weiter herabgesetzt werden. Die Regelung der Ausgangsspannung erfolgt durch das Potentiometer R_{13} innerhalb eines Bereichs von 150 bis 400 V.

Ein getrennter Gleichrichterteil zur Erzeugung einer Gitterspannung, die durch eine Stabilisatorröhre 85 A 1 stabilisiert wird, ist vorgesehen. Ein Schalter S_2 gestattet wahlweise die Entnahme von 0...15 V oder 0...85 V, wobei der Meßbereich des Voltmeters gleichzeitig entsprechend umgeschaltet wird.

Die Prinzipschaltung eines Geräts, das eine stabilisierte Ausgangswechselspannung liefert, ist in Abb. 20-2 wiedergegeben. Der Transformator Tr_1 erzeugt eine Wechselspannung, die dem Verbraucher über zwei gleichstrom-vormagnetisierte Drosseln Dr_1 , Dr_2 zugeführt wird. Die Ausgangswechselspannung wird durch die Gleichrichterröhre AZ 41 in eine Gleichspannung umgeformt, die der Größe der Ausgangswechselspannung praktisch proportional ist. Änderungen dieser Spannung werden durch die E83 F verstärkt, deren Katode ein definiertes Potential von 85 V hat. Dieses wird durch die Stabilisatorröhre 85 A 1

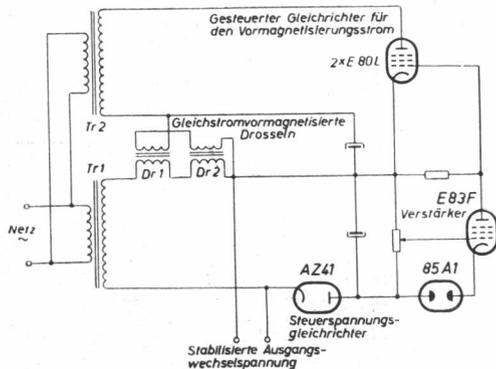


Abb. 20-2. Prinzipanordnung zur Stabilisierung einer Wechselspannung

erzeugt. Die E83 F liefert eine variable Vorspannung für die beiden Röhren E 80 L, die als gesteuerte Gleichrichter arbeiten. Hierdurch wird der Vormagnetisierungsstrom für die Drosseln Dr_1 , Dr_2 beeinflusst. Angenommen, zu einem bestimmten Zeitpunkt wächst die Ausgangsspannung, so wächst auch die durch die AZ 41 gleichgerichtete Spannung, wodurch der Anodenstrom der E83 F zunimmt. Damit wird die Gitterspannung der beiden Röhren E80L negativer, wodurch der Vormagnetisierungsstrom in den Drosseln abnimmt und ihre Induktivität wächst. Damit wird die Zunahme der Wechselspannung wieder ausgeglichen. Abb. 20-3 zeigt das vollständige Schaltbild des Geräts, das für 110 V Ausgangsspannung ausgelegt wurde. Der Transformator Tr_1 hat drei Anzapfungen für 125, 145 und 160 V. Bei Wahl der 125-V-Anzapfung steht eine Ausgangsleistung bis zu 50 W zur Verfügung. Die Ausgangsspannung wird auf $110 \text{ V} \pm 1\%$ gehalten, wobei die Netzspannung zwischen 192 und 228 V schwanken kann. Die 145-V-Anzapfung ist für Ausgangsleistungen von 50...100 W bestimmt, dabei steht eine Ausgangsspannung von $110 \text{ V} \pm 1\%$ bei Netzspannungsschwankungen von 182...236 V zur Verfügung. Die 160-V-Anzapfung wird bei Leistungsentnahme von 100...200 W gewählt; die Ausgangsspannung wird dann auf 110 V

$\pm 1\%$ bei Netzspannungsschwankungen von $172 \dots 240$ V gehalten. Eine weitere Verbesserung der stabilisierenden Eigenschaften ergibt sich, wenn der Transformator Tr_2 nicht aus dem Netz, sondern mit der stabilisierten Ausgangsspannung gespeist wird. Die gleichstrom-vormagnetisierten Drosseln bestehen aus den in Serie geschalteten $7\text{-}\Omega$ -Sekundärwicklungen von je zwei Ausgangstransformatoren (Philips Type „5186“), deren Primärwicklungen von dem Vormagnetisierungsstrom ($0 \dots 50$ mA) durchflossen werden. Die Primärwicklungen sind verpolt in Reihe geschaltet, so daß sich die in ihnen induzierten Wechselspannungen aufheben. Die jeweils parallel geschalteten Widerstände $R_{12} \dots R_{15}$ dienen zur Vermeidung von Instabilitäten und dazu, eine möglichst sinusförmige Kurvenform der Ausgangsspannung zu erreichen.

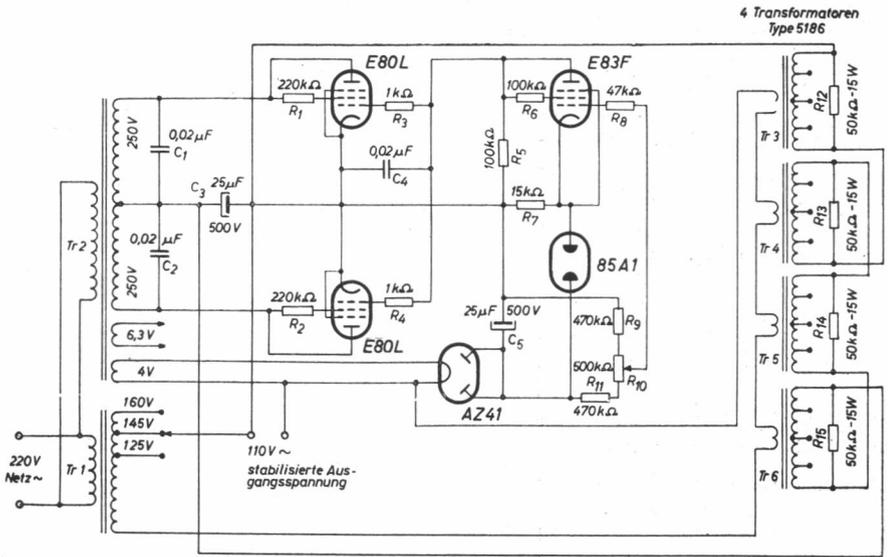


Abb. 20-3. Vollständige Schaltung zur Stabilisierung einer Wechselspannung

In die Gitter- und Schirmgitterzuleitungen der Röhren sind Dämpfungswiderstände aufgenommen, um die Anfachung hochfrequenter Schwingungen zu vermeiden. Der Kondensator C_4 an den Steuergittern der Röhren E80L soll die niederfrequenten Schwankungen der Ausgangsspannung unterdrücken.

Ultraschall-LötKolben

Bekanntlich ist es nicht möglich, Leichtmetalle, z. B. Aluminium, unter normalen Bedingungen zu löten, da sich dieser Werkstoff an der Luft augenblicklich mit einer dünnen Oxydschicht überzieht, die eine Verbindung mit dem Lot verhindert. Wenn man jedoch das geschmolzene flüssige Lot auf der Aluminiumoberfläche mechanischen Vibrationen von etwa 20 kHz (Ultraschall) aussetzt, so bilden sich im flüssigen Lot eine Menge kleiner

Dampfbläschen, die an der Metalloberfläche platzen und die Oxydschicht aufreißen. Da der Zutritt von Luftsauerstoff durch das die Metalloberfläche bedeckende flüssige Lot nicht möglich ist, tritt keine erneute Oxydation mehr ein, und das Lot kann sich mit dem Aluminium verbinden.

Die Schaltung einer Ultraschall-Löteinrichtung ist schematisch in *Abb. 20-4* dargestellt. Der LötKolben enthält ein magnetostriktives Element von U-förmiger Gestalt, das aus einem kobaltlegierten Blechpaket besteht. Es wird in Longitudinalschwingungen angeregt, wobei die Längsabmessung des Elements gleich der halben Wellenlänge ist, so daß in der Mitte ein Schwingungsknoten entsteht, während beide Enden frei schwingen. Auf

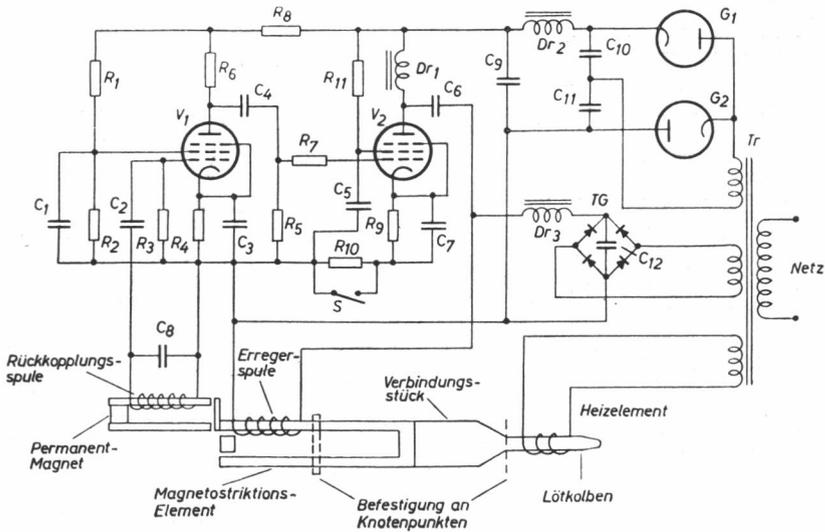


Abb. 20-4. Schaltbild eines elektronischen Ultraschall-LötKolbens

dem einen Schenkel ist die Erregerspule, die an den Ausgang eines zweistufigen Oszillators angeschlossen ist. Er enthält die Treiberröhre V_1 und die in Klasse-C-Einstellung arbeitende Leistungsröhre V_2 . Um zu erreichen, daß das Magnetostriktionselement stets mit seiner Resonanzfrequenz schwingt, arbeitet die Treiberröhre nicht selbsterregt, sondern wird durch eine Wechselspannung gesteuert, die in der Spule eines kleinen Schwingungsaufnehmers induziert wird, der mit dem Element gekoppelt ist. Er besteht aus einem Permanentmagnet mit angesetzten Polschuhen, denen ein Anker aus legiertem Stahl gegenübersteht, der wiederum mit dem Ende des oberen Schenkels des U-förmigen Elements verbunden ist. Die sich im Element erregende Frequenz wird somit auf den Eingang der Treiberröhre rückgekoppelt. Die Kapazität C_8 bildet mit der Rückkopplungsspule einen Schwingungskreis, der auf die Resonanzfrequenz des Elements abgestimmt ist. Es wird damit die Anfachung von Harmonischen unterdrückt.

Der magnetische Kraftlinienfluß in dem U-förmigen Magnetostriktionselement wird durch einen kleinen Block aus legiertem Stahl geschlossen, der zwischen den Enden der beiden Schenkel angeordnet ist. Das andere Ende des Elements ist über ein Verbindungstück mit dem eigentlichen LötKolben verbunden, der in üblicher Weise mit einer Heizpatrone versehen ist.

Der Schalter S dient zum Ein- und Abschalten der Vibrationen; wird er geöffnet, so erhöht sich die negative Gittervorspannung der Röhre V_2 so stark, daß die Schwingungen abreißen. Der Selengleichrichter TG liefert eine Spannung von etwa $10 \dots 12$ V zur Polarisierung des Magnetostriktionselements. Zur Stromversorgung der Röhren V_1 und V_2 dient ein Gleichrichterteil, der die Röhren G_1 und G_2 in Spannungsverdopplerschaltung enthält.

Lichtelektrischer Drehzahlmesser

Der größte Teil der gebräuchlichen Drehzahlmeßverfahren gestattet eine genaue Messung nur bei gleichzeitiger Belastung des Meßobjekts. Das wirkt sich besonders bei der Bestimmung hoher Drehzahlen in einer Verfälschung der Meßergebnisse aus, da die Koppellemente oftmals zusätzliche Reibungsverluste und Resonanzeffekte verursachen. Der nachfolgend beschriebene lichtelektrische Drehzahlmesser vermeidet diese Nachteile dadurch, daß er den Prüfling bei der Messung nur mit einem Lichtstrahl abstastet. Gleichzeitig macht dieses Verfahren einwandfreie Drehzahlbestimmungen an schwer zugänglichen Stellen, wie z. B. Spindeln in Spinnerei- und Innenschleifmaschinen, Ultrazentrifugen usw., möglich.

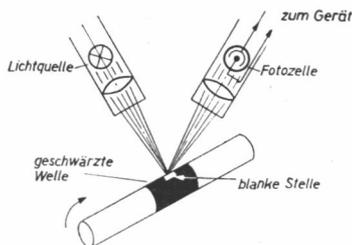


Abb. 20-5. Anordnung zur fotoelektrischen Abtastung einer rotierenden Welle durch Reflexion

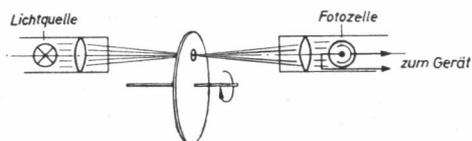


Abb. 20-6. Anordnung zur fotoelektrischen Abtastung einer rotierenden Welle durch eine Lochscheibe

Die Drehzahlen von Innenschleifspindeln liegen bei $120\,000$ U/min. Das hier beschriebene Meßgerät ist daher für einen Drehzahlbereich von $1000 \dots 180\,000$ U/min (3000 Hz) ausgelegt. Zur Messung werden eine Fotозelle und eine Lichtquelle so aufgestellt, daß das Meßobjekt eine Intensitätsänderung des auf die Zelle fallenden Lichtstrahls bewirkt. Dies kann z. B. durch diskontinuierliche Reflexion an einer Welle oder Schwungscheibe, durch regelmäßige Unterbrechung des Lichtstrahls und ähnliches geschehen, wie es schematisch *Abb. 20-5* und *20-6* zeigen. Jede derartige Änderung des Lichteinfalls hat einen Stromstoß in der Fotозelle zur Folge. Das Schaltschema nach *Abb. 20-7* gibt zu erkennen, wie dieser Stromstoß am Außenwiderstand R_1 der Fotозelle einen Spannungsstoß erzeugt, der in dem angeschlossenen Verstärker, der mit der Röhre V_1 (EF 40) bestückt ist, verstärkt und durch V_2 (EF 40) so umgeformt wird, daß er am Ausgang des Verstärkers als spitzer Impuls erscheint.

Die Impulse werden mit Hilfe der Gastriode V_3 (AC 50) gezählt, zusammen mit einer RC -Kombination und einem Drehspulinstrument. Wird die AC 50 durch einen Impuls gezündet, so entlädt sich der Kondensator ($C_{17} \cdots C_{21}$) verhältnismäßig schnell über den Widerstand R_{18} . In der Impulspause wird er über R_{21} langsam wieder aufgeladen. Der arithmetische Mittelwert des Ladestroms ist der Impulsfrequenz, d. h. der Drehzahl des Meßobjekts proportional. Der Ausschlag des mA-Meters gibt also direkt die Frequenz an. Das RC -Glied R_{21} ($C_{17} \cdots C_{21}$) muß so bemessen sein, daß der eingeschaltete Kondensator während der Impulspause vollständig aufgeladen wird. Der Schalter S_1 hat fünf Stellungen für fünf Bereiche, so daß man bei zu kleinem oder zu großem Ausschlag umschalten kann. Da das Gerät auf Spannungsimpulse anspricht, kann man es nicht nur zur Drehzahlmessung, sondern auch zur Bestimmung der Frequenz von Wechselspannungen oder von pulsierenden Gleichspannungen verwenden. Aus diesem Grund sind zwei verschiedene Eingänge vorgesehen. Buchse 1 enthält die Anschlüsse für die Fotозelle. Die Saugspannung für die Fotозelle wird dem Spannungsteiler R_3, R_4 entnommen. Auf Buchse 2 kann die zu messende Spannung direkt gegeben werden. Die Form der Impulse ist unkritisch. Der Meßbereich ist ebenso wie bei der Drehzahlmessung 3000 Hz.

Da zu große oder zu kleine Impulse unter Umständen Fehlzündungen der Gastriode V_3 verursachen können, ist der Eingang zur zweiten Verstärkerstufe regelbar ausgeführt. Weiterhin verhindert der in der Katodenleitung von V_3 liegende Widerstand R_{20} eine etwaige Doppelzündung der Röhre dadurch, daß er während der Ladezeit am Steuergitter eine zusätzliche negative Vorspannung erzeugt.

Die Möglichkeit der Frequenzmessung mit dem Drehzahlmesser gestattet umgekehrt die Eichung des Geräts mit definierten Frequenzen, wobei die Meßgenauigkeit nur von der Konstanz des Eichgenerators bzw. der Anzeigegenauigkeit des verwendeten Drehspulinstruments abhängt. Das beschriebene Gerät ist zum Gebrauch für Laborzwecke mit einem Präzisionsteil ausgestattet. Für den allgemeinen Betrieb dürfte ein geringerer Aufwand genügen. Man kommt z. B. ohne Eicheinrichtung aus, wenn man den Verstärker durch Anlegen von Spannungen bekannter Frequenz (z. B. Netzfrequenz) an die Buchse 2 eicht. Die Eicheinrichtung besteht aus dem Röhrensatz $V_4 \cdots V_6$. Das linke Triodensystem von V_4 (ECC 40) arbeitet als 1000-Hz-Oszillator. Das rechte System mit nachfolgendem RC -Glied formt die Schwingungen — analog zum Meßteil — in Impulse um. Sie gelangen einmal über den Kondensator C_{27} direkt an den Eichfrequenzschalter S_{1c} , zum andern steuern sie den ersten Sperrschwinger V_5 (EF 42) aus, der auf 200 Hz schwingt und der durch R_{23} abgestimmt wird. Die 200-Hz-Schwingung dient nur zur Synchronisierung des Sperrschwingers V_6 (EF 42), dessen Gitter über die Sekundärwicklung des Transformators Tr_3 angekoppelt ist, und der mit 100 Hz schwingt. Die mit R_{34} synchronisierten 100-Hz-Impulse werden über C_{33} an die Positionen 1 und 2 des Eichfrequenzschalters S_{1c} der Röhre V_3 gegeben. Dadurch wird es möglich, die Skala an zwei Stellen zu eichen. Der Parallelwiderstand zum Meßinstrument R_{22} wird so eingestellt, daß der Zeiger den jeweiligen Eichwert (1000 oder 100 Hz) anzeigt. Durch Kopplung des Bereichsschalters S_{1ab} mit dem Eichfrequenzschalter S_{1c} ist eine Überprüfung der Eichung während des Meßvorganges durch einfaches Umschalten des Schalters S_2 möglich. Die Fotозelle wird in eine besondere Kammer eingebaut, die so ausgebildet ist, daß das Meßergebnis keinesfalls durch seitlichen Lichteinfall verfälscht werden kann. Um eine Beeinflussung

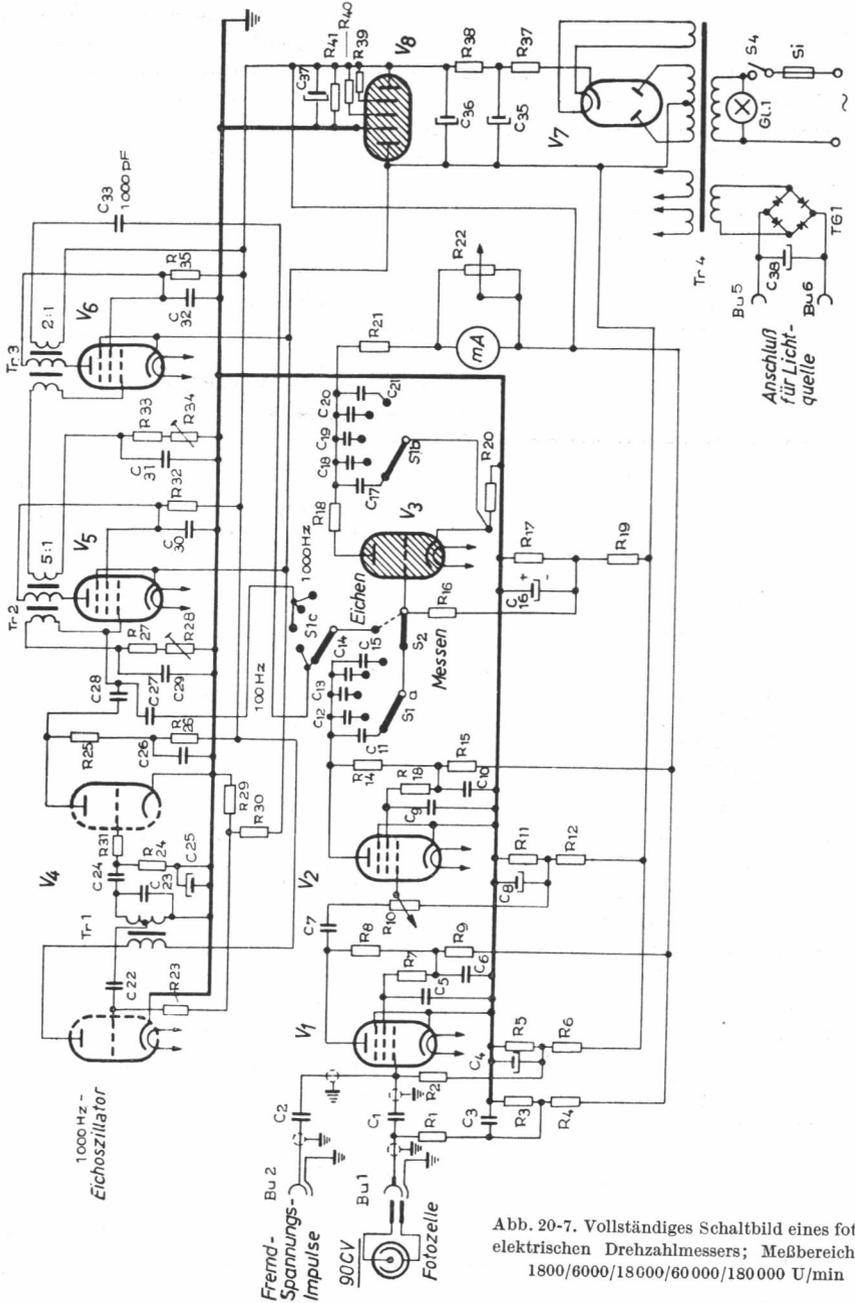


Abb. 20-7. Vollständiges Schaltbild eines fotoelektrischen Drehzahlmessers; Meßbereiche: 1800/6000/18000/60000/180000 U/min

Kondensatoren

- $C_1 = 0,1 \mu\text{F} \ 250/750 \text{ V}$
- $C_2 = 0,1 \mu\text{F} \ 250/750 \text{ V}$
- $C_3 = 2,0 \mu\text{F} \ 250/750 \text{ V}$
- $C_4 = 50 \mu\text{F} \ 6/9 \text{ V}$
- $C_5 = 0,5 \mu\text{F} \ 250/750 \text{ V}$
- $C_6 = 2 \mu\text{F} \ 250/750 \text{ V}$
- $C_7 = 50000 \text{ pF} \ 250/750 \text{ V (Sikatrop)}$
- $C_8 = 50 \mu\text{F} \ 6/9 \text{ V}$
- $C_9 = 0,5 \mu\text{F} \ 250/750 \text{ V}$
- $C_{10} = 2,0 \mu\text{F} \ 250/750 \text{ V}$
- $C_{11} = 2000 \text{ pF} \ 250/750 \text{ V (Sikatrop)}$
- $C_{12} = 1000 \text{ pF} \ 250/750 \text{ V (Sikatrop)}$
- $C_{13} = 400 \text{ pF} \ 250/750 \text{ V (Sikatrop)}$
- $C_{14} = 50 \text{ pF} \ 250/750 \text{ V (Keramik)}$
- $C_{15} = 20 \text{ pF} \ 250/750 \text{ V (Keramik)}$
- $C_{16} = 50 \mu\text{F} \ 12/150 \text{ V}$
- $C_{17} = 101000 \text{ pF}$
- $C_{18} = 31400 \text{ pF}$
- $C_{19} = 10000 \text{ pF}$
- $C_{20} = 3470 \text{ pF}$
- $C_{21} = 950 \text{ pF}$
- $C_{22} = 25000 \text{ pF (Sikatrop)}$
- $C_{23} = 41000 \text{ pF (Sikatrop)}$
- $C_{24} = 10000 \text{ pF (Sikatrop)}$
- $C_{25} = 8 \mu\text{F} \ 6/9 \text{ V}$
- $C_{26} = 0,25 \mu\text{F} \ 250/750 \text{ V}$
- $C_{27} = 500 \text{ pF} \ 250/750 \text{ V}$
- $C_{28} = 1000 \text{ pF} \ 250/750 \text{ V}$
- $C_{29} = 0,1 \mu\text{F} \text{ (Sikatrop)}$
- $C_{30} = 4 \mu\text{F}$
- $C_{31} = 0,5 \mu\text{F} \ 500/1500 \text{ V}$
- $C_{32} = 4 \mu\text{F}$
- $C_{33} = 1000 \text{ pF}$
- $C_{35} = 16 \mu\text{F} \ 450/550 \text{ V}$
- $C_{36} = 16 \mu\text{F} \ 450/550 \text{ V}$
- $C_{37} = 16 \mu\text{F} \ 450/550 \text{ V}$
- $C_{38} = 2 \text{ Elektrolytkondensatoren je } 500 \mu\text{F} \ 6/9 \text{ V}$

Widerstände

- $R_1 = 1 \text{ M}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_2 = 2 \text{ M}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_3 = 100 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_4 = 200 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_5 = 1 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_6 = 35 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$

- $R_7 = 0,5 \text{ M}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_8 = 100 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_9 = 10 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{10} = 0,5 \text{ M}\Omega \ 0,5 \text{ W}$

Drehwiderstand

- $R_{11} = 1 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{12} = 35 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{13} = 0,5 \text{ M}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{14} = 100 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{15} = 10 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{16} = 100 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{17} = 6 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{18} = 1 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{19} = 30 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{20} = 5 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{21} = 67 \text{ k}\Omega \ 1 \text{ W}$
- $R_{22} = 10 \text{ k}\Omega \text{ Drehwiderstand}$
- $R_{23} = 1 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W parallel}$
- $R_{23} = 1 \text{ M}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{24} = 0,1 \text{ M}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{25} = 10 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{26} = 150 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{27} = 100 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{28} = 100 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$

Drehwiderstand

- $R_{29} = 2 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{30} = 40 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{31} = 100 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{32} = 10 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{33} = 1,20 \text{ M}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{34} = 0,50 \text{ M}\Omega \text{ Drehwiderstand}$
- $R_{35} = 10 \text{ k}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{37} = 100 \ \Omega \ 2 \text{ W}$
- $R_{38} = 8 \text{ k}\Omega \ 12 \text{ W}$
- $R_{39} = 0,5 \text{ M}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{40} = 0,5 \text{ M}\Omega \ 0,5 \text{ W}$
- $R_{41} = 0,5 \text{ M}\Omega \ 0,5 \text{ W}$

Transformatoren:

- $Tr_1 = P : 7 \text{ H, } 3300 \text{ Windungen (0,1 } \varnothing) \text{ Cul}$
- $S : 1,76 \text{ H, } 1640 \text{ Windungen (0,1 } \varnothing) \text{ mit}$
Anzapfung bei 1000 Windungen
- $Tr_2 = P : 200 \text{ Windungen (0,2 } \varnothing) \text{ Cul}$
- $S_1 : 200 \text{ Windungen (0,2 } \varnothing) \text{ Cul}$
- $Tr_3 = Tr_2$
- Kerngröße für $Tr_1 \dots Tr_3 = \text{M } 42$

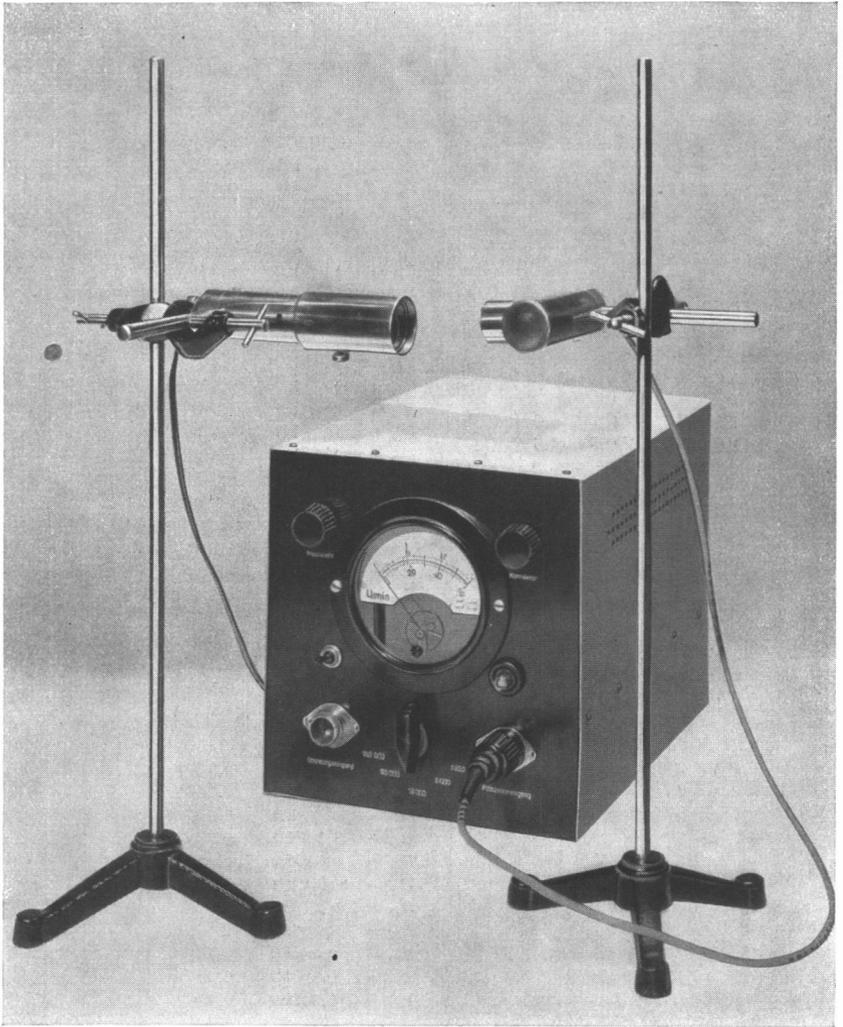


Abb. 20-8. Ansicht des Drehzahlmessers mit Fotozelle und Lichtquelle

durch äußere Störungen zu vermeiden, sind die Zuführung zur Fotozelle wie auch das gesamte Gerät sorgfältig abgeschirmt. Die Außenansicht eines Laborgeräts nach der in *Abb. 20-7* dargestellten Schaltung ist in *Abb. 20-8* wiedergegeben; der Aufbau des Chassis geht aus *Abb. 20-9* hervor.



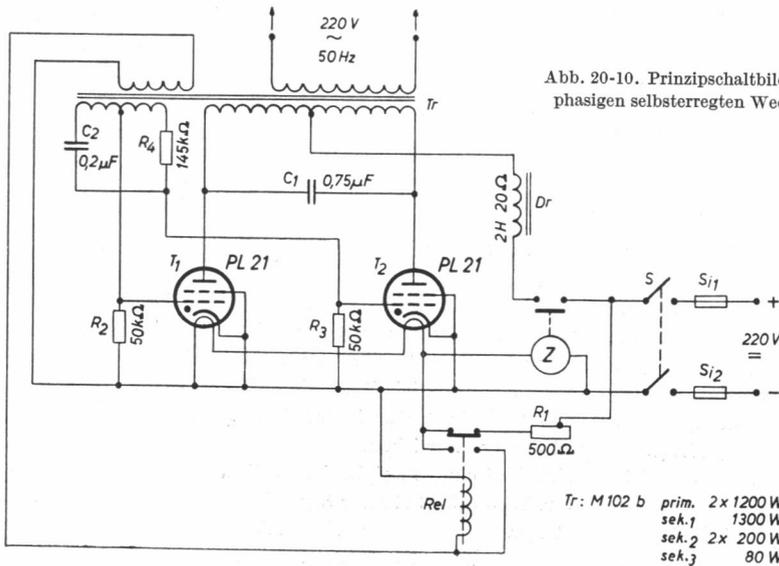
Abb. 20-9. Chassis-Ansicht des fotoelektrischen Drehzahlmessers

Zweiphasiger Wechselrichter

Es kommt gelegentlich vor, daß als Stromquelle nur Gleichspannung, z. B. aus älteren Lichtnetzen, zur Verfügung steht, während zum Betrieb eines Verbrauchers Wechselspannung benötigt wird. In diesen Fällen ist die Zwischenschaltung eines Wechselrichters erforderlich. Solche Wechselrichter unter Benutzung von mechanisch schwingenden Kontaktzungen (Zerhacker) sind allgemein bekannt und verbreitet; sie haben jedoch den Nachteil einer verhältnismäßig großen Störanfälligkeit durch Abbrand der Schaltkontakte; außerdem ist das beim Betrieb entstehende Geräusch oft störend. Ein Wechselrichter unter Verwendung von Thyratrons ist dann vorzuziehen.

Abb. 20-10 zeigt das Prinzipschaltbild eines zweiphasigen selbsterregten Wechselrichters mit Kommutierungskondensator. Wenn der Schalter S geschlossen wird, fließt ein Strom über R_1 und die Heizfäden der Thyratrons T_1 und T_2 . Nach Ablauf der Anheizzeit schließt das Bimetallrelais Z seinen Kontakt, worauf der Gleichstrom vom Pluspol der Gleich-

spannungsquelle über die Drossel Dr zur Mittelanzapfung der Primärwicklung des Transformators Tr fließt. Die Enden der Primärwicklung führen über je ein Thyatron zum Minuspol. Zur Erzeugung eines Wechselstroms muß der Gleichstrom wechselweise durch die linke und rechte Wicklungshälfte fließen, wodurch in der Sekundärwicklung eine Wechselspannung induziert wird. Der erforderliche Stromwechsel von einer Anode zur anderen geschieht durch die Gittersteuerung. Die beim Zünden eines Thyatrons erforderliche Löschung der zweiten Röhre erfolgt dabei zwangsweise durch den über beide Anoden geschalteten Kommutierungskondensator, dessen Funktion die gleiche wie die des in Abb. 12-8 enthaltenen Kondensators C_3 ist. Der Löschvorgang wird durch kurzzeitiges Absinken der wirksamen Anodenspannung der zu löschenden Entladungsstrecke unter den Wert der Bogenspannung eingeleitet. Die Frequenz des erzeugten Wechselstroms ist von der Periodenzahl der Gitterwechselspannung abhängig; diese wiederum entsteht durch Rückkopplung des Anodenkreises auf den Gitterkreis. Der Wechselrichter-Transformator Tr hat zu diesem Zweck eine zusätzliche Wicklung. Sie bildet mit C_2 , R_4 eine Phasenbrücke. Da für eine Selbsterregung eine eindeutig definierte Phasenlage zwischen Anodenspannung und Gitterspannung herrschen muß, ist die Eigenfrequenz in gewissen Grenzen durch die Größe des RC -Glieds bestimmt. Veränderungen des Widerstands haben Frequenzänderungen zur Folge. Die Kurvenform der erzeugten Wechselspannung sowie der Wirkungsgrad werden dagegen nur durch die Dimensionierung des Anodenkreises bestimmt. Hierbei hat die Größe des Kommutierungskondensators einen entscheidenden Einfluß. Zur Erreichung eines guten Wirkungsgrads sind die Verluste im Transformator und in der Anodendrossel (Kupferverluste und Eisenverluste) klein zu halten. Der Wirkungsgrad wird im übrigen durch den Spannungsabfall an den Thyatrons herabgesetzt.



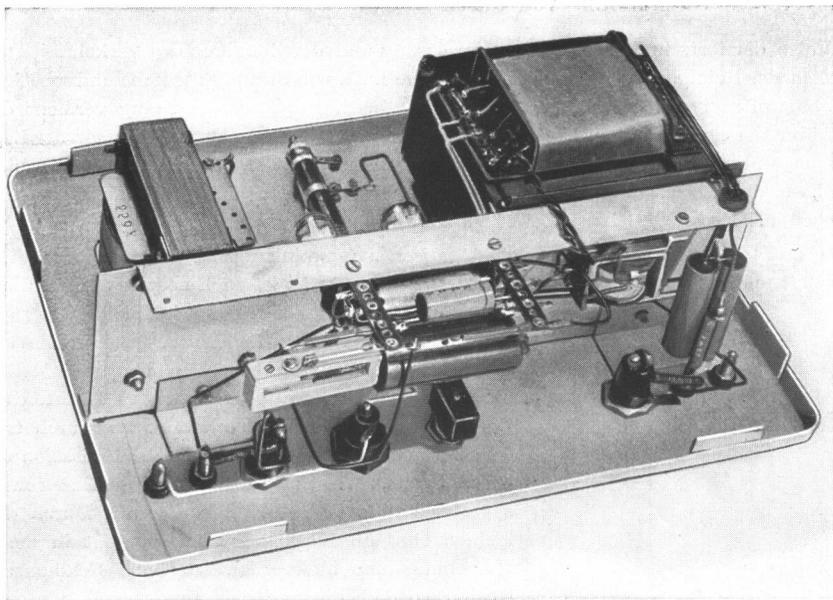


Abb. 20-11. Laborausführung eines Geräts nach Abb. 20-10

Sobald der Wechselrichter arbeitet und sekundärseitig Spannung abgibt, zieht das Relais *Rel* an, wodurch die Heizung der beiden Thyratrons von der Gleichstromquelle abgetrennt und auf eine Transformatorwicklung geschaltet wird. Hierdurch wird weiterer nutzloser Energieverbrauch im Vorwiderstand R_1 vermieden.

Die Ausgangsleistung auf der Wechselstromseite ist unter Verwendung von zwei Thyratrons PL 21 etwa 40 W bei einem Wirkungsgrad von etwa 75%, wovon etwa 10 W für die Röhrenheizung und die Relais verbraucht werden, so daß eine Nutzleistung von rd. 30 W zur Verfügung steht. *Abb. 20-11* zeigt den Aufbau eines Laborgeräts; *Abb. 20-12* stellt das Oszillogramm der Ausgangsspannung bei 50 Hz dar.

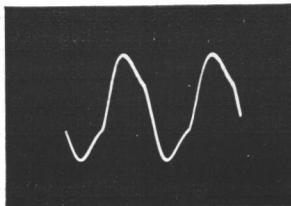


Abb. 20-12. Oszillogramm der Wechselrichter-Ausgangsspannung bei 50 Hz

Elektronische Entstaubung von Gasen

Als Folge der fortschreitenden Industrialisierung und der Zunahme des Verkehrs ist das Problem der Reinigung von Gasen, insbesondere Luft, von Staub, Flugasche und sonstigen Schwebestoffen besonders dringend geworden. In diesem Zusammenhang verdient das Verfahren der elektronischen Entstaubung besondere Bedeutung, da nur dieses in der Lage ist, feinste Staubteilchen mit einem Durchmesser von weniger als $1\ \mu$ festzuhalten. Außerdem kann das elektrostatische Filter nicht nur feste Schwebestoffe, sondern auch flüssige Teilchen, z. B. Teer, Öl, Säurenebel und andere mehr abscheiden.

Das grundlegende Verfahren der elektrostatischen Gasreinigung ist etwa fünfunddreißig Jahre alt und geht auf den Amerikaner *Cottrell* zurück. Es ist auch heute noch praktisch

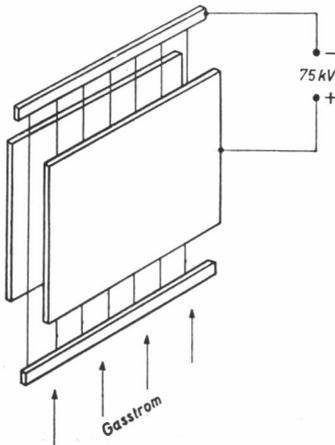


Abb. 20-13. Entstaubungsanlage nach *Cottrell*

unverändert in Gebrauch. Die prinzipielle Wirkungsweise geht aus *Abb. 20-13* hervor. Einer Reihe von ausgespannten Wolframdrähten stehen zwei Metallplatten gegenüber, die gegenüber den Drähten ein Potential von $30 \dots 75\ \text{kV}$ erhalten. Hierdurch tritt eine Coronaentladung auf, welche die Ionisation der Gasmoleküle, d. h. die Aufspaltung in Elektronen, negative und positive Ionen hervorruft. Durch den kleinen Durchmesser der Drähte entsteht in deren Umgebung eine außerordentlich hohe Feldkonzentration, so daß die positiven Ionen rasch von den Drähten angezogen und aus dem Entladungsraum entfernt werden. Die negativen Ionen und Elektronen wandern dagegen in Richtung auf die Metallplatten. Hierbei stoßen sie auf die im Gas schwebenden Staub- oder Flüssigkeitsteilchen, die nunmehr proportional dem Quadrat ihres Halbmessers negativ aufgeladen werden. Sie werden dann ihrerseits von den positiven Metallplatten angezogen, auf deren Oberfläche sie sich niederschlagen und teilweise in einen unterhalb der Platten angebrachten Staubbunker fallen.

Das *Cottrellsche* Verfahren wird heutzutage ausschließlich in Industriebetrieben zur Abscheidung von Ruß, Flugasche, Teerbestandteilen usw. mit ausgezeichnetem Erfolg angewandt. Allerdings hat es die unangenehme Eigenschaft, eine sehr hohe Gleichspannung zu erfordern, und der Stromverbrauch ist wegen der ständig aufrechterhaltenen Coronaentladung nicht gering. Hinzu kommt noch, daß durch die Entladung eine erhebliche Menge Ozon erzeugt wird, so daß das Verfahren zur Reinigung von Atemluft wegen des unangenehmen Ozongeruchs nicht anwendbar ist. Es wurde daher, basierend auf den Arbeiten von *Penney*, ein neues Verfahren entwickelt, das alle genannten Nachteile vermeidet, so daß es nicht nur für industrielle Zwecke, sondern auch zur Luftreinigung in Wohn- und Fabrikgebäuden geeignet ist.

Die prinzipielle Arbeitsweise einer solchen Einrichtung zur Entstaubung von Luft ist in *Abb. 20-14* dargestellt. Die Luft passiert zunächst ein System von runden Metallstäben und dazwischengespannten Wolframdrähten. Die Drähte haben ein Potential von etwa

+ 13 kV gegenüber den Stäben, so daß ein inhomogenes elektrisches Feld entsteht, das die Luftmoleküle ionisiert. In ähnlicher Weise wie bei dem *Cottrell*-Verfahren werden die negativen Ionen durch die Drähte ausgeschieden, während die positiven Ionen die Schwebeteilchen aufladen. Diese haben jedoch nunmehr kaum Gelegenheit, zu den Metallstäben zu wandern, sondern werden durch den Luftstrom in einen separaten Staubabscheider getragen, der aus mehreren parallelen Metallplatten besteht, zwischen denen eine Gleichspannung von 6 kV herrscht. Die positiv aufgeladenen Teilchen wandern unter dem Einfluß des elektrischen Querfeldes zu den negativen Platten, auf denen sie sich niederschlagen, so daß die austretende Luft praktisch völlig staubfrei ist.

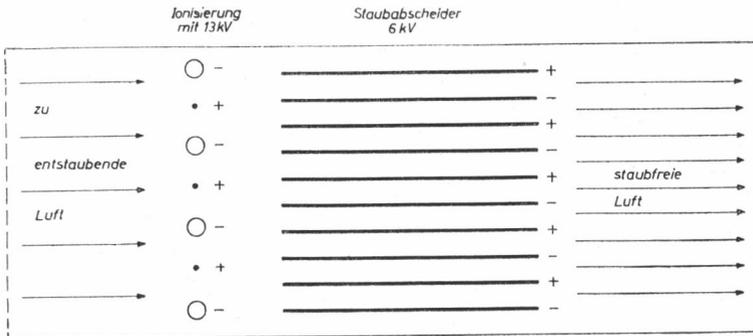


Abb. 20-14

Schematische Darstellung einer Entstaubungsanlage mit getrenntem Staubabscheider

Unter gewissen vereinfachenden Annahmen ist für den Fall gleichförmiger Schwebeteilchen der Wirkungsgrad des Entstaubungsprozesses

$$\eta = \left(1 - C \frac{F}{\Phi} \cdot v \right) \cdot 100 \% \quad (20.1)$$

Hierbei bedeutet F die wirksame Fläche der Staubabscheiderelektroden und Φ die Größe des Gas- oder Luftstroms; C ist eine Proportionalitätskonstante. Die Geschwindigkeit v der geladenen Teilchen im elektrischen Querfeld ist wiederum

$$v = \frac{r \cdot E^2}{2\pi \cdot c} \quad (20.2)$$

worin E die wirksame elektrische Feldstärke im Staubabscheider, r der Radius der Teilchen und c die Viskosität des Gases ist. Aus diesen Beziehungen lassen sich eine Reihe wichtiger Schlüsse ziehen. Offenbar wächst der Wirkungsgrad mit der Größe der wirksamen Fläche des Staubabscheiders und mit dem Quadrat der Höhe der zwischen den Platten wirksamen Feldstärke bzw. Spannung, während er mit zunehmendem Gasstrom abnimmt. Ferner ist der Wirkungsgrad unabhängig von der Konzentration der Schwebeteilchen. Schließlich ergibt sich, daß der Wirkungsgrad mit dem Radius der Teilchen zunimmt.

Allerdings zeigt sich in der Praxis, daß größere Teilchen, vor allem bei hohen Strömungsgeschwindigkeiten des Gases, wieder von den Auffangelektroden losgerissen werden können, wodurch der Wirkungsgrad zurückgeht. Durch geeignete Formgebung der Elektroden kann dieser Effekt jedoch vernachlässigbar klein gemacht werden.

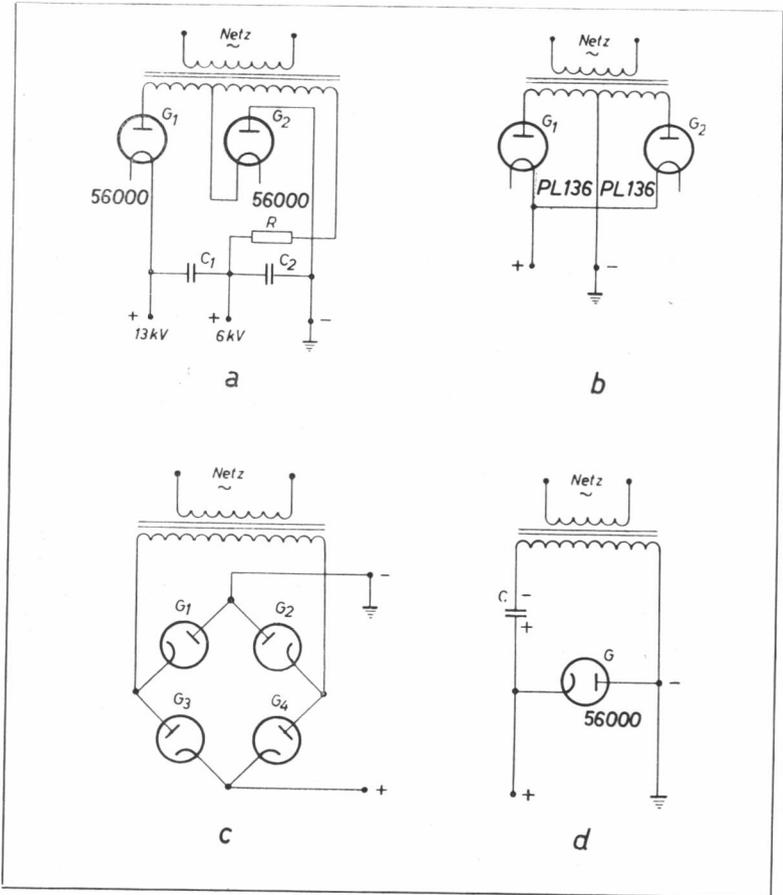


Abb. 20-15. Verschiedene Gleichrichterschaltungen für die Hochspannungserzeugung

Die für den Ionisierungsvorgang und den Staubabscheider erforderlichen Spannungen werden von einem Hochspannungsgleichrichterteil geliefert. Die hierfür gebräuchlichsten Schaltungen sind in *Abb. 20-15* zusammengestellt. Schaltung a benutzt zwei Hochvakuum-Einweggleichrichterröhren der Type *Valvo 56 000*, mit denen in Spannungsverdoppler-

schaltung zwei Gleichspannungen von 6 und 13 kV erzeugt werden. Der Ausgangsstrom ist etwa 100 mA; er genügt zur Versorgung von Entstaubungsanlagen kleiner und mittlerer Größe, wie sie für Wohnhäuser und Einzelmaschinen in Industriebetrieben in Betracht kommen. Der Widerstand R dient zur Strombegrenzung und damit zum Schutz des Gleichrichters im Falle von Funkenüberschlägen im Staubabscheider. Schaltung b ist ein üblicher Zweiphasen-Halbweggleichrichter, der bei Anlagen für mittlere und größere Leistungen verwandt wird, die nach dem *Cottrell*-Verfahren arbeiten. Der Ausgangsstrom ist in diesem Fall 400 mA. Schaltung c stellt eine zweiphasige Brückenschaltung dar, die den Vorteil hat, daß die Röhren in Sperrrichtung nur mit der Hälfte der Spannung beaufschlagt werden. Allerdings sind vier Röhren erforderlich, und das unterschiedliche Spannungsniveau der (nicht dargestellten) Heizwicklungen ist etwas unbequem. Im Falle c ist schließlich eine Einphasen-Halbwegschtaltung gezeigt, bei der die an der Gleichrichterröhre auftretende Sperrspannung als Ausgangsspannung benutzt wird. Die Transformatorwicklung kann daher für etwa den halben Wert der gewünschten Ausgangsspannung dimensioniert werden. Die Schaltung hat außerdem den Vorteil, daß im Falle eines Funkenüberschlags im Staubabscheider die Röhre nicht beschädigt werden kann. Allerdings sinkt die Ausgangsspannung in jeder Netzperiode bis auf Null, und der Ausgangsstrom ist nur gering, so daß diese Schaltung nur für Anlagen kleinerer Leistung in Betracht kommt.

Die praktische Ausführung einer elektrostatischen Entstaubungsanlage richtet sich völlig nach dem jeweiligen Anwendungsfall. Grundsätzlich können die Anlagen für horizontalen und vertikalen Gasdurchgang gebaut werden, wobei die erstgenannte Ausführungsart für kleinere Anlagen zur Entstaubung von Wohnhäusern und für große Industrieanlagen in Betracht kommt, in denen große Staubmengen (z.B. Flugasche) anfallen und eine leichte Entleerung des Staubbunkers möglich sein muß. Zur Entstaubung einzelner Maschinen, z.B. von Mahlwerken, oder zum Abscheiden von Öldunst bei hochoffenen Werkzeugmaschinen oder Lackfarbe in Spritzlackierbetrieben wählt man jedoch eine Ausführung mit vertikaler Strömungsrichtung. Die wirksame Fläche der Elektrodenplatten im Staubabscheider muß mit Rücksicht auf einen guten Entstaubungswirkungsgrad so groß wie möglich gemacht werden; da für den Plattenabstand wegen der Gefahr von Funkenüberschlägen eine untere Grenze gegeben ist (etwa 8 mm bei 6 kV), sind die räumlichen Abmessungen der Staubabscheider meistens nicht unerheblich. Der Stromverbrauch ist jedoch nur gering; für die Entstaubung von 1000 Litern je Minute wird eine Leistung von nur etwa $0,5 \dots 1$ W benötigt.

Da der auf den Elektroden niedergeschlagene Staub in regelmäßigen Zeitabständen entfernt werden muß (etwa alle drei bis sechs Wochen), wird zumeist eine Wascheinrichtung in den Staubabscheider eingebaut, mit der die Staubmengen abgespült werden können. Bei den von *Westinghouse* in den USA hergestellten Anlagen zum Einbau in die Klimaanlage von Wohn- oder Geschäftshäusern läuft der Waschprozeß automatisch durch Betätigung eines Schalters ab. Nach Beendigung schaltet sich das Gerät wieder selbsttätig ein. Der Ablauf der Prozedur wird durch einen eingebauten Zeitgeber gesteuert. Bei größeren Anlagen für den Industrieinsatz ist der Staubabscheider in mehrere Einheiten unterteilt, die unabhängig voneinander abgeschaltet und gereinigt werden können, so daß der Entstaubungsvorgang nicht unterbrochen zu werden braucht.

Der Wirkungsgrad der Anlagen erreicht 90% und mehr, und über 99,5 Gewichtsprozente der Schwebeteilchen werden abgeschieden. Zur Entstaubung von Wohnhäusern mit

6...8 Räumen reicht eine Anlage mit einer Kapazität von 35...45 m³ je Minute aus, wobei der Gesamtstromverbrauch nicht mehr als 60 W ist. Die räumlichen Abmessungen einer solchen Anlage sind etwa 90 × 67 × 112 cm³; der Öffnungsquerschnitt des Luftkanals ist 53 × 58 cm².

Schlußwort

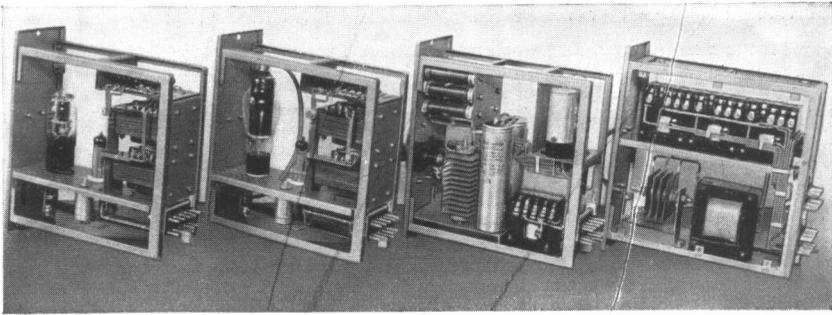
In diesem Buche sollte angedeutet werden, in welchem Umfang elektronische Hilfsmittel der industriellen Fertigung heute bereits zur Verfügung stehen. Die Behandlung der verschiedenen Geräte und Schaltungen kann und will jedoch keineswegs den Anspruch auf Vollständigkeit erheben; für das Studium spezieller Probleme sei auf die einschlägige in- und ausländische Literatur verwiesen. Das Schrifttumsverzeichnis gibt hierzu einige Anhaltspunkte.

Aus verständlichen Gründen sind die Initialkosten elektronischer Hilfsmittel nicht immer so niedrig wie die des zu ersetzenden bisherigen Verfahrens. Andererseits ergibt sich jedoch im Laufe der Betriebszeit gewöhnlich eine derartige Reduzierung der laufenden unmittelbaren Produktionskosten sowie der indirekten Kosten, z. B. durch Qualitätssteigerung der Erzeugnisse, daß der Mehraufwand sich bereits nach sehr kurzer Zeit bezahlt zu machen beginnt. Dies sollte bei der Prüfung der Frage, ob oder in welchem Umfang der Einsatz elektronischer Geräte und der damit möglicherweise zunächst verbundenen erhöhten Kosten gerechtfertigt ist, besonders berücksichtigt werden. Natürlich wird es stets Fälle geben, in denen sich ein höherer Aufwand nicht lohnt, und es muß daher vor der Auffassung gewarnt werden, daß die Elektronik schlechthin in jedem Falle die vorteilhafteste Lösung bietet, wenn diese Technik wohl auch den elegantesten und vollkommensten Weg zur Erreichung des Ziels darstellt.

Der Selbstbau elektronischer Geräte ist Interessenten, die mit dieser Materie nicht oder nur ungenügend vertraut sind, nicht anzuraten; unangenehme Enttäuschungen wären sonst die Folge. Aus diesem Grund wurden im vorliegenden Buch Dimensionierungsangaben nur bei solchen Schaltungen gemacht, die verhältnismäßig einfach und leicht zu übersehen sind. Gewisse Vorkenntnisse und der Besitz ausreichender Meß- und Prüfmittel werden jedoch in jedem Fall unentbehrlich sein. Es sei noch ausdrücklich darauf aufmerksam gemacht, daß für keine der wiedergegebenen Schaltungen ein Patentobligo durch den Verfasser übernommen wird.

Zum Schluß seien noch einige Bemerkungen über die Betriebssicherheit elektronischer Geräte und Anlagen im allgemeinen gemacht. Wenn von den Industriebetrieben gelegentlich Bedenken über das zuverlässige Arbeiten von Gerät und Röhren, besonders unter rauen Betriebsbedingungen, geäußert wurden, so muß festgestellt werden, daß die Entwicklung der Bauelemente, insbesondere der Röhren, heute bereits so ausgereift ist, daß ihre Betriebssicherheit nicht geringer ist als die eines in der Industrie allgemein verwendeten Einzelteiles, z. B. eines Schaltschützes, falls die von den Herstellerfirmen angegebenen oberen Belastungsgrenzen respektiert werden. Es ist daher kein Grund vorhanden, die Zuverlässigkeit eines sachgemäß konstruierten und installierten elektronischen Geräts in

Zweifel zu ziehen, falls man ihm die geringe gelegentliche Wartung zukommen läßt, die bei anderen industriellen Maschinen und Ausrüstungen längst zur Selbstverständlichkeit geworden ist. Sehr wesentlich ist allerdings, daß, falls sich doch gelegentlich eine Reparatur als notwendig erweisen sollte, die Voraussetzungen hierfür an Ort und Stelle gegeben sind, um keine Störungen im Betrieb eintreten zu lassen. Es ist daher empfehlenswert, von den im Einsatz befindlichen Röhrentypen jeweils mindestens ein Stück in der Reserve zu haben, ebenso wie es z. B. im metallverarbeitenden Betrieb selbstverständlich ist, Spiralbohrer, Fräsköpfe, Sägeblätter usw. stets in genügender Menge zur Deckung eines gelegentlichen Ausfalls zur Verfügung zu halten. Wichtig ist es ferner, daß die Geräte so übersichtlich auf-



Anwendung des Baukastenprinzips für elektronische Geräte

gebaut sind, daß Einzelteile oder ganze Baugruppen ohne Schwierigkeit ausgewechselt werden können. Das „Baukastenprinzip“ der Auflösung des Geräts in einzelne Aggregate oder Bausteine, deren Verbindung untereinander leicht zu lösen oder wiederherzustellen ist, hat in der Konstruktion elektronischer Anlagen bereits in weitem Ausmaß Eingang gefunden. Ein besonders typisches Beispiel ist mit der Abbildung gezeigt.

Schließlich muß auf die gründliche Schulung des Personals, das mit der Bedienung, Wartung und Instandhaltung elektronischer Geräte betraut ist, größter Wert gelegt werden. Man geht wohl nicht fehl mit der Annahme, daß die Zurückhaltung, die in industriellen Kreisen gegenüber der Elektronik gelegentlich zum Ausdruck kommt, nicht zuletzt auf Bedenken hinsichtlich der Spezialkenntnisse zurückzuführen ist, die sich der Monteur, der Betriebselektriker und selbst der Betriebsingenieur zusätzlich aneignen muß. Es steht außer Zweifel, daß hier noch intensive Arbeit zu leisten ist, wozu das vorliegende Buch einen bescheidenen Teil beitragen mag.

SCHRIFTTUM

- Admiraal, J. H.: RC-Oscillators, „Philips Electronic Application Bulletin“, 12 [1951], Nr. 6/7, S. 111···113.
- Bivens, M. E.: Frequency Changer for Resistance Welding, „Electronics“, 26 [1953], Nr. 2, S. 108···114.
- Burnett, J. H.: Thyatron Grid Circuit Design, „Electronics“, 24 [1951], Nr. 3, S. 106···111.
- Cassee, E.: Ein Konservierungsgleichrichter mit elektronisch konstantgehaltener Ladespannung, „Philips Techn. Rundschau“, 11 [1950], Nr. 9, S. 257···263.
- Chute, G. M.: Electronic Control of Resistance Welding, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York [1943].
- Chute, G. M.: Electronics in Industry, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York [1946].
- Chute, G. M.: Electronic Motor and Welder Controls, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York [1951].
- Chute, G. M.: Load Sharer for Welder Ignitrons, „Electronics“, 24 [1951], Nr. 2, S. 71···73.
- Chute, G. M.: New Photoelectric Register Controls, „Electronics“, 24 [1951], Nr. 5, S. 92···97.
- Chute, G. M.: Solenoid Motor Control, „Electronics“, 24 [1951], Nr. 1, S. 105.
- Cockrell, W. D.: Industrial Electronic Control, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York [1944].
- Devoy, J. R.: New Thyatron Circuit for Motor Control, „Electronics“, 21 [1948], Nr. 4, S. 116···119.
- van Doorn, W.: Power Rectifiers with Gas-Filled Rectifying Valves, „Philips Electronic Application Bulletin“, 10 [1949], Nr. 7, S. 167···176; Nr. 8, S. 190···196.
- Grün, A.: Elektronische Motorsteuerung, „VDI-Zeitschrift“, 92 [1950], Nr. 31, S. 861···866.
- Grün, A.: Röhrengesteuerte Elektro-Antriebe, „Der Radio-Markt“, 33 [1951], Nr. 31/32.
- Grün, A.: Steuern und Regeln von Gleichstrommotoren mit Thyatronen, „ETZ“, 72 [1951], Nr. 72, S. 35···38.
- te Gude, H., u. Kretzmann, R.: Elektronik – ein neues Teilgebiet der angewandten Wissenschaften, FUNK-TECHNIK, 5 [1950], Nr. 10, S. 301···316.
- Günther, H.: Stabilisierung von Gleichspannungen, FUNK UND TON, 5 [1951], Nr. 3, S. 124···132.
- Hagopian, R. H.: Load-Matching Dielectric Heaters, „Electronics“, 23 [1950], S. 98···101.
- Hertwig, H.: Automatic Tuning Control of HF-Generators with Varying Load, „Philips Electronic Application Bulletin“, 13 [1952], Nr. 1, S. 9···18.
- Hertwig, H.: Gittergesteuerte Glühkathoden-Gasentladungsröhren, FUNK UND TON, 2 [1948], Nr. 4, S. 175···182.
- Hess, K. W., u. de Jong, F. H.: Die Regelung der Lichtstärke von Leuchtstofflampen, „Philips Techn. Rundschau“, 12 [1950], Nr. 3, S. 83···94.
- Heyboer, J. P.: Senderöhren, „Philips Technische Bibliothek“, Eindhoven [1951].
- Hills, W. B.: Slope Control for Resistance Welding, „Electronics“, 25 [1952], Nr. 5, S. 124···125.
- Jovy, R.: Kritischer Vergleich von Elektronikantrieben, „Industrie-Anzeiger“ 75 [1953], Nr. 68/69, S. 876···880.

- Kater, H.: Comments on Rectifiers for Arc Lamps, „Philips Electronic Application Bulletin“, 12 [1951], Nr. 10/11, S. 200...204.
- Kegel, K.: Hochfrequenzerwärmung, „VDI-Zeitschrift“, 91 [1949], Nr. 2, S. 25...32.
- Kretzmann, R.: Elektronische Hilfsmittel für die Industrie, „Elektrotechnik und Maschinenbau“, 69 [1952], Nr. 24, S. 543...548.
- Kretzmann, R.: Photo-Electric Register Control Devices, „Philips Electronic Application Bulletin“, 13 [1952], Nr. 6, S. 81...87.
- Kretzmann, R.: Gasgefüllte Elektronenröhren für industrielle Zwecke, „VDI-Zeitschrift“, 91 [1949], Nr. 15, S. 353...356.
- Kretzmann, R.: Beispiele für die industrielle Anwendung gasgefüllter Elektronenröhren, „VDI-Zeitschrift“, 91 [1949], Nr. 18, S. 457...462.
- Kretzmann, R.: Stufenlose Helligkeitsregelung von Leuchtstofflampen, LICHTTECHNIK, 1 [1949], Nr. 5, S. 139...140.
- Kretzmann, R.: Thyatronröhren, FUNK-TECHNIK, 5 [1950], Nr. 11, S. 336...337.
- Kretzmann, R.: Elektronische Motorsteuerung, FUNK-TECHNIK, 5 [1950], Nr. 13, S. 403...405; Nr. 14, S. 426...427.
- Kretzmann, R.: Ignitronröhren und ihre industrielle Anwendung, FUNK-TECHNIK, 5 [1950], Nr. 18, S. 558...559.
- Kretzmann, R.: Industrielle Anwendungsmöglichkeiten von Fotozellen, FUNK-TECHNIK, 5 [1950], Nr. 23, S. 700...701.
- Kretzmann, R.: Dielektrische HF-Wärmebehandlung für industrielle Zwecke, „radio mentor“, 16 [1950], Nr. 5, S. 214...238.
- Kretzmann, R.: Zur Berechnung von industriellen Gleichrichtern, FUNK UND TON, 5 [1951], Nr. 9, S. 486...491.
- Kretzmann, R.: Elektronische Beleuchtungsregelung, „Der Elektrotechniker“, 3 [1951], Nr. 3, S. 77...78.
- Kubler, E. F.: New Industrial Motor Control Circuits, „Electronics“, 25 [1952], Nr. 3, S. 110...115.
- Lecuona, P. L.: Die elektrostatistische Gasreinigung, „ETZ“, Ausg. B, Bd. 4, H. 10 [1952], S. 289...291.
- Lucas, J. H.: A Simplified Electronic Motor Control System, „Philips Electronic Application Bulletin“, 12 [1951], Nr. 1, S. 18...24.
- Lucas, J. H.: Electronic Time Delay Circuit, „Philips Electronic Application Bulletin“, 12 [1951], Nr. 2, S. 38...40.
- Maciejowski, T. W.: Thyratrons and their Applications, „Philips Electronic Application Bulletin“, 10 [1949], Nr. 2, S. 37...48; Nr. 3, S. 73...80.
- Maciejowski, T. W.: Electronic Timers, „Microtechnic“, 5 [1951], Nr. 5, S. 1...16.
- May, J. C., Reich, H. J., u. Skalnik, J. G.: Thyatron Phase-Control Circuits, „Electronics“, 21 [1948], Nr. 7, S. 107...109.
- McWhirter, C. H., u. Posey, R. P.: Electrostatic Air Cleaning in the Textile Industry, „Electrical Engineering“, Sept. [1949], S. 783...786.
- Miller, R. E.: Maintenance Manual of Electronic Control, McGraw-Hill Book Co., Inc., New York [1949].
- Mol, G.: 220 Mc/s Oscillator with a TBW 6/6000 or TBL 6/6000 Transmitting Valve, „Philips Electronic Application Bulletin“, 13 [1952], Nr. 8/9, S. 138...144.
- Morgan, M.: Application Considerations of Electronic Variable-Speed Drives, „Electrical Manufacturing“ [1947], Nr. 8, S. 76...194.

- Moyer, E. E.: Electronic Control of D.C.-Motors, „Electronics“, 16 [1943], Nr. 5, S. 98...217; Nr. 6, S. 119 ... 125; Nr. 7, S. 118...122; Nr. 9, S. 133...283.
- Moyer, E. E., u. Cummings, M. E.: Basic Control Requirements of D.C. Adjustable Voltage Drives, „Electrical Manufacturing“ [1949], Nr. 11, S. 64...70.
- Opprecht, P.: Elektronische Steuerung von Widerstandsschweißmaschinen, „Bulletin des Schweizerischen Elektrotechn. Vereins“, 42 [1951], Nr. 16, S. 565...572.
- Perilhou, P., u. Cayzac, J.: Ein stabilisierter Speisegleichrichter für 5000 V, 50 mA, „Philips Techn. Rundschau“, 11 [1952], Nr. 4, S. 113...122.
- Rockafellow, S. C.: Engineering Trends in Spot Welder Controls, „Electronics“, 23 [1950], Nr. 7, S. 70...73.
- Wald, S.: Precision Interval Timer, „Electronics“, 21 [1948], Nr. 12, S. 88...89.
- Westinghouse: Industrial Electronics Reference Book, John Wiley and Sons, Inc., New York [1948].
- White, H. J.: High-Voltage Tube Rectifiers for Electrical Precipitation, „Cathode Press“ [1949], S. 28...40.
- White, H. J., Roberts, L. M., u. Hedberg, C. W.: Electrostatic Collection of Fly Ash, „Mechanical Engineering“, Nov. [1950], S. 873...880.
- Winograd, H.: Development of Excitron-Type Rectifier, „AIEE Transactions“, 63 [1944], S. 969...978.
- Witsenburg, E. C.: Erhitzung durch hochfrequente Felder, „Philips Techn. Rundschau“, 11 [1949], Nr. 6, S. 165...175; Nr. 8, S. 236...244.

ANHANG

Technische Röhrendaten

Stichwortverzeichnis

VALVO-Verstärkerröhren mit langer Lebensdauer

Type	Normale Betriebswerte				Grenzwerte (max.)
	Heizdaten	Spannungen Widerstände	Ströme [mA]	Kennwerte	
E 80 CC Doppeltriode für NF- Verstärkung	6,3 V 0,6 A	Statische Daten			$W_a = 2 \text{ W}$ $I_k = 12 \text{ mA}$
	oder 12,6 V 0,3 A indirekt	$U_a = 250 \text{ V}$ $U_g = -5,5 \text{ V}$	$I_a = 6$	$S = 2,7 \text{ mA/V}$	
E 80 F Pentode für NF- Verstärkung	6,3 V 0,3 A indirekt	$U_b = 250 \text{ V}$	$I_a = 0,8$	$U_a \sim = 25 \text{ V}_{\text{eff}}$	$W_a = 1,3 \text{ W}$ $W_{g2} = 0,4 \text{ W}$ $I_k = 9 \text{ mA}$
		$R_a = 0,22 \text{ M}\Omega$ $R_{g2} = 1,2 \text{ M}\Omega$ $R_k = 1,5 \text{ k}\Omega$	$I_{g2} = 0,17$	$Verst = 175$ $K_{\text{ges}} = 1,4 \%$	
E 83 F Breitband- verstärker- pentode	6,3 V 0,3 A indirekt	$U_a = 210 \text{ V}$	$I_a = 8,3$	$S = 8,2 \text{ mA/V}$	$W_a = 2,1 \text{ W}$ $W_{g2} = 0,35 \text{ W}$ $I_k = 16 \text{ mA}$
		$R_a = 20 \text{ k}\Omega$ $U_{bg2} = 120 \text{ V}$ $R_{g2} = 5,6 \text{ k}\Omega$	$I_{g2} = 1,7$	$R_i = 0,44 \text{ M}\Omega$ $W_o = 0,66 \text{ W}$ $K_{\text{ges}} = 10 \%$	
E 80 L Endpentode	6,3 V 0,75 A indirekt	$U_a = 200 \text{ V}$	$I_a = 30$	$S = 9 \text{ mA/V}$	$W_a = 8 \text{ W}$ $W_{g2} = 2,6 \text{ W}$ $I_k = 50 \text{ mA}$
		$U_{g2} = 200 \text{ V}$ $U_{g1} = -4,5 \text{ V}$	$I_{g2} = 4,2$	$W_o = 2,5 \text{ W}$ $K_{\text{ges}} = 10 \%$	
E 81 L Endpentode	6,3 V 0,45 A indirekt	$U_a = 210 \text{ V}$	$I_a = 20$	$S = 11 \text{ mA/V}$	$W_a = 4,5 \text{ W}$ $W_{g2} = 1,2 \text{ W}$ $I_k = 30 \text{ mA}$
		$R_a = 15 \text{ k}\Omega$ $U_{g2} = 210 \text{ V}$ $R_k = 120 \Omega$	$I_{g2} = 5,3$	$R_i = 0,30 \text{ M}\Omega$ $W_o = 1,0 \text{ W}$ $K_{\text{ges}} = 5 \%$	
E 90 CC Doppeltriode für Zähl- schaltungen	6,3 V 0,4 A indirekt	Statische Daten			$W_a = 2 \text{ W}$ $I_k = 15 \text{ mA}$ $I_{k\text{Spitze}} = 75 \text{ mA}$
		$U_a = 100 \text{ V}$ $U_g = -2,1 \text{ V}$	$I_a = 8,5$	$S = 6 \text{ mA/V}$ $\mu = 27$	
18042 Pentode für Breitband- verstärkung	18 V 0,1 A indirekt	$U_a = 210 \text{ V}$	$I_a = 8,3$	$S = 8,2 \text{ mA/V}$	$W_a = 2,1 \text{ W}$ $W_{g2} = 0,35 \text{ W}$ $I_k = 16 \text{ mA}$
		$R_a = 20 \text{ k}\Omega$ $U_{bg2} = 120 \text{ V}$ $R_{g2} = 5,6 \text{ k}\Omega$	$I_{g2} = 1,7$	$R_i = 0,44 \text{ M}\Omega$ $W_o = 0,66 \text{ W}$ $K_{\text{ges}} = 10 \%$	
18046 Endpentode	20 V 0,135 A indirekt	$U_a = 210 \text{ V}$	$I_a = 20$	$S = 11 \text{ mA/V}$	$W_a = 4,5 \text{ W}$ $W_{g2} = 1,2 \text{ W}$ $I_k = 30 \text{ mA}$
		$R_a = 15 \text{ k}\Omega$ $U_{g2} = 210 \text{ V}$ $R_k = 120 \Omega$	$I_{g2} = 5,3$	$R_i = 0,30 \text{ M}\Omega$ $W_o = 1,0 \text{ W}$ $K_{\text{ges}} = 5 \%$	

VALVO-Sendetrioden

Type	Heizung		Anoden- span- nung U_a max	Anoden- verlust- leistung W_a max	Normale Betriebswerte bei HF-Klasse C- Telegrafie-Einstellung					
	U_f	I_f			bis zu MHz	Anoden- span- nung U_a	Steuer- gitter- span- nung U_{g1}	Anoden- strom I_a	Aus- gangs- leistung W_o	Wir- kungs- grad η
	[V]	[A]								
TB 2,5/300	6,3	5,4	2500	135	150	2500	— 200	0,205	390	76
TB 3/750	5,0	14,1	3000	250	100	3000	— 250	0,363	840	77
TA 4/800	23	14,7	4000	500	50 50	4000 4000 eff	— 200	0,5 0,16	1530 510 ¹⁾	76,5 72
TB 4/1250	10,0	9,7	4000	450	100	4000	— 350	0,475	1450	76
TBW 6/6000	12,6	33,0	6000	6000	75	6000	— 400	1,5	6900	76,5
TBL 6/6000	12,6	33,0	6000	5000	75	6000	— 400	1,5	6900	76,5
TAW 12/10	22,0	2 × 39	12000	7500	20	10000	— 600	1,7	12000	70,5
TAL 12/10	22,0	2 × 39	12000	4000	20	10000	— 600	1,45	10500	72,5
TAW 12/20	21,5	79	12000	18000	28	12000	— 600	2,7	22000	68
TAL 12/20	21,5	79	12000	18000	28	12000	— 600	2,7	22000	68
TBW 12/25	8	100	13000	25000	30	12000	— 800	3,0	26000	72
TBL 12/25	8	100	13000	15000	30	12000	— 800	3,0	26000	72
TAW 12/35 G	3 × 28,3	3 × 48,5	15000	18000	20	15000	— 900	4,2	48500	77
TBW 12/100	17,5	196	13500	50000	15	12000	— 900	12,0	108000	75
TBL 12/100	17,5	196	13500	45000	15	12000	— 1000	12,0	108000	75

1) Bei Halbwellenbetrieb

VALVO-Industriegleichrichterröhren

Type	Anzahl der Anoden	Heizung		Anodenwechselspannung U_a eff [V]	Abgebener Gleichstrom I_o [A]	Scheitelwert des Anodenstroms I_s [A]	Außenwiderstand min R_a [Ω]	Scheitelwert der Anodengegenspannung U_{sp} [V]	Zündspannung U_z [V]	Bogen-spannung U_b [V]
		U_f	I_f							
		[V]	[A]							
R 120	2	1,8	5,5	150	1,3	4	5	425	30	12
1701	2	1,8	2,8	340	0,3	1	450	960	50	18
328	2	1,85	2,8	28	1,3	4	3	80	16	7
367	2	1,85	8,0	45	6	18	1	125	16,5	8
451	2	1,85	2,8	16	1,3	4	3	45	11	6
1048	2	1,92	7,0	60	6	18	1,75	170	14	12
1738 ¹⁾	2	1,92	18	95	15	45	0,2	270	20	9
1749A ¹⁾	2	1,92	25	95	25	75	0,1	270	30	10
1838 ²⁾	2	1,92	21	115	15	45	0,25	325	22	10
1849 ²⁾	2	1,92	30	115	25	75	0,2	325	28	10
1859 ²⁾	2	1,92	70	115	40	120	0,1	325	30	12
1173 ²⁾	1	1,92	13	220	4	24	0,75	625	22	12
1174 ²⁾	1	1,92	12	220	6	36	0,5	625	22	12
1176 ²⁾	1	1,92	37	220	15	90	0,2	625	25	10
1177 ²⁾	1	1,92	70	220	25	150	0,1	625	28	12
1069 K	2	3,25	70	55	60 ³⁾	200	0,12	155	45	10

¹⁾ Die Röhren 1738 und 1749A haben eine Hilfselektrode, die mit der Katode über einen Widerstand von ungefähr 10 k Ω zu verbinden ist. Bei der 1749A ist diese Verbindung von der Herstellerfirma bereits vorgenommen worden

²⁾ Diese Röhren haben eine Hilfszündelektrode, die eine Gleichspannung von solcher Größe erhalten muß, daß der fließende Hilfsanodenstrom ungefähr 10 mA ist. Im allgemeinen ist eine Hilfsspannung von etwa 40 V erforderlich. Diese Hilfsspannung kann durch ein kleines Gleichrichteraggregat erzeugt werden; empfohlen wird, das *Philips* Hilfszündaggregat 1289 zu verwenden, das einen Transformator mit einem kleinen Trockengleichrichter enthält (ungefähre Abmessungen: 110 \times 70 \times 35 mm). Die Stromversorgung des Hilfszündaggregats erfolgt aus der Heizwicklung einer Gleichrichterröhre (1,92 V). Mit einem Hilfszündaggregat können bis zu 3 Röhren gezündet werden

³⁾ Mit Kühlung durch Ventilator.

Für die Röhren R 120, 1701, 328, 367 und 451 ist eine Anheizzeit von 15...30 s erforderlich, für die übrigen Röhren 1...2 min. In den letztgenannten Fällen empfiehlt sich die Verwendung des *Valvo*-Bimetallrelais 4152

VALVO-Thyratrons und Relaisröhren

Type	Anzahl der Elektroden	Füllung	Heizart	Heizung		Min. Anheizzeit	Bogen-spannung	Entioni-sierungszeit	Steuerkennlinie	Maximale Anodenspannung (Scheitelwert)	Maximaler Scheitelwert der Sperrspannung	Maximale Schirmgitterspannung bei gelöschter Röhre	Maximale negative Steuer-gitterspannung bei gelöschter Röhre	Maximaler Anodenstrom bei Frequenz > 25 Hz (Scheitel)	Maximaler Anodenstrom bei Frequenz < 25 Hz (Scheitel)	Maximaler Anodenstrom (Mittelwert)	Maximale Integrationszeit	Temperatur-grenzen
				U_f	I_f													
				[V]	[A]	[s]	[V]	[μ s]		[V]	[V]	[V]	[V]	[A]	[A]	[A]	[s]	[°C]
EC 50	3	Edelgas	indirekt	6,3	1,3	10	35	1	negativ	1000	1000	—	—	0,75	0,10	0,01	—	—
PL 17	3	Hg-Dampf	direkt	2,5	5	300	16	1000	negativ	2500	5000	—	— 500	2	1	0,5	15	+ 40... + 80
PL 21	4	Edelgas	indirekt	6,3	0,6	10	8	35...75	negativ	650	1300	-100	- 100	0,5	—	0,1	30	-75... + 90
PL 57	3	Hg-Dampf	indirekt	5	4,5	300	16	1000	negativ	1000	1000	—	— 500	15	5	2,5	15	+ 40... + 80
PL 105	4	Hg-Dampf	indirekt	5	10	300	16	1000	negativ positiv	2500	2500	-500	-1000	40	12,8	6,4	15	+ 40... + 80
PL 255	3	Hg-Dampf	indirekt	5	16	60	12	1000	negativ positiv	1500	1500	—	— 300	80	—	12,5	15	+ 40... + 80
PL 150	3	Hg-Edelgas	direkt	1,92	35	120	12	1000	negativ positiv	240	500	—	— 230	90	—	15	15	+ 40... + 80
PL 1267	3	Edelgas	kalte Katode	—	—	0	70	—	negativ	225	—	—	—	0,1	—	0,025	—	—
PL 1607	4	Edelgas	direkt	2	2,6	60	15	500	negativ	700	700	-100	- 100	2	1	0,5	15	-75... + 90

VALVO-Hochvolt-Gleichrichterröhren

Type	Heizung		Maximale Sperrspannung U_{gp} [kV]	Entnehmbarer Gleichstrom I_o [A]	Anodenspitzenstrom I_s [A]
	U_f [V]	I_f [A]			
DCG 1/250	4	2,5	3	0,25	1,25
DCG ED 4/1000 G	2,5	4,8	10	0,25	1
DCG EG 5/5000 GB	5	7	12	1,5	6
DCG ¹⁾ 6/6000	5	6,5	13	1	4
DCG 9/20	5	12,5	21	2,5	10
DCG ¹⁾ 5/30	5	30	13	6	25
DCG ¹⁾ 12/30	5	13,5	27	2,5	10

¹⁾ Mit Steuergitter

VALVO-Senditron- und Ignitronröhren

Type	—	PL 5	PL 5551	PL 5552	PL 5555
Anzahl der Elektroden	—	4	3	3	5
Füllung	—	Quecksilber	Quecksilber	Quecksilber	Quecksilber
Bogenspannung	V	20	13	14	16,5
Entionisierungszeit	μs	1000	1000	1000	1000
Scheitelwert der maximalen Anodenspannung	V	700	500	500	2100
Scheitelwert der Sperrspannung	V	1500	500	500	2100
Spannung der Zündelektrode	V	8000	200	200	150
Maximaler Anodenstrom. . .	A	3000	700	1600	1200 (1800) ¹⁾
Anodenstrom-Mittelwert ...	A	3,5	40	100	150 (200) ¹⁾
Temperaturgrenzen	°C	10...40	10...40	10...40	10...40

Bei einem Anodenspannungs-Scheitelwert von 900 V

VALVO-Bimetallrelais

Type		4152
Heizstrom	[mA]	92 ± 13%
Widerstand des Thermoelements	[Ω]	340...372
Verzögerungszeit bei 92 mA	[s]	80 ¹⁾
Maximaler Strom bei 220 V \cong beim Einschalten	[A]	1,5
Maximaler Strom bei 380 V \sim beim Einschalten	[A]	0,7
Maximaler Strom bei 220 V \cong beim Ausschalten	[mA]	250
Maximaler Strom bei 380 V \sim beim Ausschalten	[mA]	75
Maximaler Durchmesser	[mm]	35
Maximale Länge	[mm]	146

¹⁾ Die Verzögerungszeit ist unabhängig von der Umgebungstemperatur. Bei 105 mA Heizstrom verkürzt sie sich auf etwa 60 s, während sie bei 80 mA Heizstrom rd. 110 s ist

VALVO-Stabilisatorröhren

Type	Betriebsspannung bei Ruhestrom [V]	Max. Zündspannung [V]	Ruhestrom [mA]	Regelbereich [mA]	Max. Wechselstromwiderstand [Ω]	Sockel
85 A 1	83...87	125	4	8...1	430	Lokal
85 A 2	83...87	125	4	10...1	290	Miniatur
90 C 1	86...94	125	20	40...1	360	Miniatur
108 C 1	105...112	133	20	30...5	160	Miniatur
100 E 1	90...105	140	125	200...50	30	4pol. Europa
150 A 1	150...170	205	4	8...1	1140	8pol. Aussenk.
150 B 2	146...154	180	10	15...5	500	Miniatur
150 C 1	146...166	205	20	40...5	200	8pol. Aussenk.
150 C 2	142...165	185	20	30...5	240	Miniatur
4687	85...100	115	20	40...10	250	8pol. Aussenk.
7475	90...110	140	4	8...1	700	4pol. Europa
13201	90...110	140	100	200...15	90	4pol. Europa

VALVO-Fotozellen

Type	Füllung	Saugspannung [V]	Empfindlichkeit [$\mu\text{A/Lm}$]	Max. Katodenstrom [μA]	Max. Katodenstromdichte [$\mu\text{A/cm}^2$]	Sockel
58 CG	Gas	90	85 ¹⁾	1,5	1,5	Lötdrähte
58 CV	Hochvakuum	90	15 ¹⁾	3	3	Lötdrähte
90 CG	Gas	85	125 ¹⁾	2	0,7	Miniatur
90 AV	Hochvakuum	100	45 ²⁾	10	3	Miniatur
90 CV	Hochvakuum	50	20 ¹⁾	10	3	Miniatur
3533	Gas	100	150 ¹⁾	7,5	7,5	4pol. Europa
3545	Hochvakuum	90	20 ¹⁾	5	5	Spezial
3546	Gas	90	150 ¹⁾	7,5	7,5	Spezial

Die maximal zulässige Umgebungstemperatur liegt für 58 CG, 58 CV, 90 CG und 90 CV bei 70 °C, für die übrigen bei 50 °C.

¹⁾ Gemessen bei 2600 °K Farbtemperatur der Lichtquelle; maximale Empfindlichkeit bei 8000...9000 Å

²⁾ Maximale Empfindlichkeit bei 3800...4500 Å

VALVO-Katodenstrahlröhren

Type	Schirm- farbe	Schirm- durch- messer (max.) [mm]	Ablenk- platten	Heizung		Betriebswerte					Empfindlichkeit	
				U_f [V]	I_f [A]	U_{a3} [V]	U_{a2} [V]	U_{a1} [V]	$-U_g$ [V]	I [mm/V]	II [mm/V]	
DB 7-2 DG 7-2 DN 7-2	bl gr nl	71	2 + 2a	4,0	1,0	—	800	150...350	0...30	0,22	0,14	
DB 7-5 DG 7-5 DR 7-5	bl gr lnl	71	2 + 2	6,3	0,4	—	800	200...300	0...50	0,26	0,16	
DB 7-6 DG 7-6 DR 7-6	bl gr lnl	71	2 + 2a	6,3	0,4	—	800	200...300	0...50	0,26	0,16	
DB 9-3 DG 9-3 DN 9-3	bl gr nl	97,5	2 + 2a	4,0	1,0	—	1000	200...400	0...40	0,40	0,31	
DB 9-4 DG 9-4 DN 9-4	bl gr nl	97,5	2 + 2	4,0	1,0	—	1000	200...400	0...40	0,40	0,31	
DB 9-5 DG 9-5 DN 9-5	bl gr nl	97,5	2 + 2a	4,0	1,0	5000	1000	mit Nachbeschleunigung 230...430 0...40 0,18		0,15		
						1000	1000	ohne Nachbeschleunigung 200...400 0...40 0,38		0,32		
DB 10-2 DG 10-2 DR 10-2	bl gr lnl	97,5	2 + 2	6,3	0,3	—	2000	400...720	45...100	0,30	0,23	
DB 10-3 DG 10-3 DR 10-3	bl gr lnl	97,5	2 + 2a	4,0	0,55	—	1000	200...340	18...46	0,65	0,57	
DB 10-5 DG 10-5 DR 10-5	bl gr lnl	97,5	2 + 2a	4,0	0,45	2500	1000	mit Nachbeschleunigung 200...340 18...46 0,37		0,32		
						1000	1000	ohne Nachbeschleunigung 200...340 18...46 0,65		0,55		
DB 10-6 DG 10-6 DR 10-6	bl gr lnl	97,5	2 + 2	6,3	0,3	4000	2000	mit Nachbeschleunigung 400...720 45...100 0,25		0,19		
						2000	2000	ohne Nachbeschleunigung 400...720 45...100 0,30		0,23		
DB 13-2 DG 13-2 DR 13-2	bl gr lnl	136	2 + 2	6,3	0,3	4000	2000	mit Nachbeschleunigung 400...690 45...100 0,35		0,30		
						2000	2000	ohne Nachbeschleunigung 400...690 45...100 0,45		0,40		
DG 16-2	gr	167	2 + 2	4,0	1,0	—	2000	350...500	0...40	0,25	0,17	

a = asymmetrische Zeitplatten

bl = blau; gr = grün; nl = nachleuchtend; lnl = lang nachleuchtend

Fett gedruckte Typen: Erstbestückungsröhren; übrige Typen: nur noch für Ersatzzwecke

STICHWORTVERZEICHNIS

A	
Ablenkung	
asymmetrische —	100
elektrostatische —	98
magnetische —	98
Abszisse	20
Alarmanlage	
Schaltung einer einfachen —	91
— mit lichtgesteuerter Relaisröhre	95
Alkaliatom	88
Andruckzeit	217
Ankerspannung, Schaltung zur Drehzahlstabilisierung mittels —	235
Ankerspannungsregelung	239
Ankerstrombegrenzung	
grundsätzliche Schaltung zur —	238
Schaltung einer Motorsteuerungsanlage	239
Anode	19
Hilfs-	183
Quecksilber-	67
Anodenspannung	20
Anodenstrom	20
Anpassung	271
Antimon	88
Antiparallelschaltung	68, 71
Arbeitspunkt	21, 26
Arbeitsspule	266
— mit zylindrischem Werkstück	266
Argon	36, 49
Ausgangsspannungen, Relationen zwischen	
Röhrendaten und —	42
Ausgleichsdrossel	64
Außenanodenröhren	30, 286
B	
Bandgeschwindigkeit, Anlage zur Korrektur	
der —	197
Bariumoxyd	19
Batterieladegleichrichter	167
Baukastenprinzip	319
Beleuchtungsregelung	184
Schaltung einer fotoelektrischen —	192
Beleuchtungsstellwerk	194
Belichtungszeiten, Dosierung von —	145
Berechnung von Gleichrichtern	152
Berechnung von Phasenbrücken	64
Bestimmung der Glättungsdrossel	163
Bimetallrelais	170, 288
Blitzlichtlampe	68
Bogenspannung	36
Bremsgitter	23
Brennzeit	40
Bühnenbeleuchtung	194
Schaltbild eines Dreiphasengleichrichters für —	195
C	
Caesium	88
-katode	88
Charge	280
Colpitts-Oszillator	271
Constant-current-Diagramm	27
Corona-Entladung	314
Curiepunkt	267
D	
Dämmerungsschalter	109
Dekadenkette	126
Dekadische Zählröhre	127
Dioden	32
Divisionsschaltung	139
Doppeltrioden	123
Drehmoment	235
Drehzahlcharakteristik eines Nebenschluß-	
motors	238
Drehzahlen, Regeleinrichtungen für —	197
Drehzahlmesser, lichtelektrischer —	306
Drehzahlstabilisierung	238
Dreielektrodenröhre	20
Dreiphasengleichrichter	160
— für Bühnenbeleuchtungen	195
Dreiphasengleichrichtung	42
gesteuerte —	63, 162
Spannungs- und Stromverhältnisse bei der —	162
Dreiphasen-Graetz-Schaltung	178
Dreiphasen-Schweißzeitsteuerung	233
Drossel, gleichstrom-vormagnetisierte —	171
Helligkeitsregelung durch gleichstrom-	
vormagnetisierte —	192
Stromspannungsdiagramm einer gleichstrom-	
vormagnetisierten —	172
Druckknopfsteuerung	264
Dunkelstrom	89
E	
Eccles-Jordan-Schaltung	123
Edelgas	49
Eichfrequenz	307
Einachsumformer	264
Einanodige Gleichrichterröhre	34, 46

Eindringtiefe	266	Gitter	
- als Funktion der Frequenz	268	- emission	30, 64
Einphasen-Halbweg-Gleichrichtung	34, 37	- spannung	20, 48
Einschaltdauer (ED)	76	- steuerung	164
Elektromotorische Kraft	37, 235	- verlustleistung	272
Elektronen		Glas-Metall-Verschmelzung	72
- emission	19	Glättungsdrössel	163
- strom	36	Gleichrichter, dreiphasiger -	160
Elektronenkanone	98	Ausgangsspannung eines - bei verschiedenen	
Elektronenoptik	98	Zündwinkeln	62, 163
Elektronische Rechengerate	137	Gleichrichteranlagen	
Elektronische Relais	109	Dreiphasen- mit Ignitronröhren	180
Elementarladungen, negative -	19	Ignitrons für -	73
Emission, thermische -	89	- mit elektronischer Spannungs-konstant-	
EMK	37, 235	haltung	170
Empfindlichkeit, spektrale -	88	Gleichrichterröhren	32, 326
Empfindlichkeitscharakteristik von Caesium-		Hochvakuum-	34
Antimon-Katoden	93	- mit Gasfüllung	36
Entionisierungszeit	48	Gleichrichterschaltungen	
Entladungsröhre, gasgefüllte -	36, 46	dreiphasige -	160, 162
Entstaubung von Gasen	314	einphasige -	34
Erdalkalioxyd	19	einphasige - mit Siebfilter	35
Erhitzung		Ignitrons für -	73
hochfrequente induktive -	266	mehrphasige -	41, 61
hochfrequente kapazitive -	276	verschiedene	43
Excitronröhren	72, 81	zweiphasige -	152
schematische Darstellung einer -	82	- mit induktiver Belastung	63
F		Gleichstrommotoren	
Faraday-Gitter	290	Ignitrongleichrichter zur Speisung von -	180
Feldgleichrichter	235	Gleichstrom-Nebenschlußmotor	235
Feldschwächung	235, 263	Leistungs- und Drehmomentcharakteristik	
Ferromagnetische Werkstoffe	267	eines -	236
Filter	292	Gleichstromverstärker	92
Flip-Flop-Schaltung	123	Gleichstrom-vormagnetisierte Drossel	171, 303
Fluoreszenzschirm	98, 127	Gleichstromwiderstand	21
Fokussierungselektrode	98	Grenzwiderstand	271
Fotoelektrisches Relais	91, 110	Grundwelle	29
Fotokatode		H	
Caesium-	88	Haltezeit	217
thermische Emission von -	89	Härten von Stahl	274
Fotostrom	91	Hauteffekt	266
Fotozelle	88, 329	Heizspannung, zulässige Abweichung der -	32
Alarmanlage mit -	91	Heizung	19
Hochvakuum- mit Gleichstromverstärker	92, 111	Helium	36, 49
Ia-Ua-Kennlinie einer gasgefüllten -	90	Helligkeitsregelgerät für Leuchtstofflampen	188
lichtgesteuertes Relais mit -	91	Helligkeitsregelung	
Schaltymbol einer -	89	gleichzeitige - mehrerer Leuchtstofflampen	187
Frequenzstabiler Generator	290	- durch einen Regeltransformator	184
Frequenzteilung	233	- durch gleichstrom-vormagnetisierte Drossel	184
Fühlersteuerung	253	- durch Vorwiderstand	184
G		- einer Leuchtstofflampe durch Thyatronen	185
Gasauflagerung	44	HF-Erhitzung	14
Gasfüllung	49	induktive -	266
Gastriode	48	kapazitive -	276
Gasverstärkung	90	HF-Generator	270, 285
Gebläse	286	- zur induktiven Wärmebehandlung	271
Gegen-EMK	37, 158, 205	Hilfsanode	67, 182
Gekoppelte Schwingungskreise	293	Hilfszündaggregat	56, 173
Generatorfeldregelung	263	Hochfrequenzstörungen	192
Generatorröhre	286	Hochvakuumröhren	19, 34
Getter	64	Hochvakuumzellen	89
		Hochvolt-Gleichrichterröhren	328
		Hohlkatode	64

Hohlraumresonator	299
Hollerith-Gleichrichter	184
Holzbearbeitung mit HF-Erhitung	14, 279
Horizontalsteuerung	53, 166
Hystereseverluste	266

I

<i>I_a-U_a-Kennlinie einer gasgefüllten Fotozelle</i>	90
<i>I_a-U_a-Kennlinienschar einer Pentode</i>	22
<i>I_a-U_a-Kennlinienschar einer Tetrode</i>	22
<i>I_a-U_a-Kennlinienschar einer Triode</i>	20
<i>I_a-U_a-Kennlinie einer Triode</i>	21
Ignitronröhren	72, 328
Auswahl von — für Schweißgeräte	75
Diagramme von —	76
Dreiphasengleichrichter mit —	180
Gleichrichter	73
Lebensdauer der —	80
Prüfung von —	81
schematische Darstellung von —	72
Temperaturregelgerät mit —	211
Zündung von — durch Thyratrons	78
Zündvorgang bei —	73
Ignitron-Gleichrichter	180
Impulsgenerator	139
Impulsschweißbetrieb, Steuergerät für —	228
Impulstransformator	55
Impuls-Untersetzerschaltung	121
Induktive Belastung	60, 162
Induktive HF-Erhitung	266
Induktor	274
Industriegleichrichterröhren	326
Innenwiderstand	20
Integrationszeit	49, 76
IR-Kompensation	240

J

Joulesche Verlustwärme	266
----------------------------------	-----

K

Kalium	88
Kalte Katode	94
Kapazitive HF-Erhitung	276
Katode	19
Molybdän	87
Quecksilber	66, 72
Wolfram	271
Katodenstrahloszillograf, Schaltung eines einfachen —	102
Katodenstrahlröhren	98, 330
spektrale Empfindlichkeitscharakteristik von Schirmen von —	101
Systemaufbau und Schaltsymbol von —	99
Katodenverstärker	192
Kennlinie	20
Kennlinienschar	21
Kippschwingungen	
Schaltung zur Erzeugung von —	86
Klasse-A-Einstellung	27
Klasse-B-Einstellung	26
Klasse-C-Einstellung	26

Kommutierungskondensator	312
Kommutierungszeit	44
Kondensator, Entladungskurve eines —	141
Kondensator mit Verlusten	277
Konservenbüchsen, Kontrolle von —	118
Kontrolle von Ölfeuerungen	115
Konzentrator	273
Konzentrische Leitung	284
Kopplungsfaktor	283
Korrektionsmotor	295
Kreisgüte	271
Krypton	49
Kühlamellen	30
Kühling	274
Kühlung, künstliche —	30
Kunstharz, Vorbehandlung von —	281

L

Ladegleichrichter	167
Langlebensdaueröhren	210
Leading-trailing tube action	227
Lebensdauer	64
Leistungsdiagramm für Ignitronröhren	75
Leonard-Antrieb	262
Leuchtschirm	
spektrale Empfindlichkeitscharakteristik von —	101
Leuchtstofflampen	
gleichzeitige Regelung mehrerer —	187
Helligkeitsregelung von —	185
Lichtblitzstroboskop	68
Lichtgesteuerter Schalter	
— mit Relaisröhre	95
— zum Betrieb mit Wechselspannung	92
Lichtgesteuertes Relaisertes	91, 110
Lichtschranke	113
Löschröhre	175
Löschwinkel	37, 158
Löten mit HF-Erhitung	275
Longitudinalschwingungen	305
Long-tailed pair	222

M

Magnetostriktion	305
Matrize	279
Mehrmotorenantrieb	247
Molybdän	87
Monostabile Kippschaltung	130
Motordrehzahl	235
Motorsteuerung	235
Motorsteuerungsanlage	
dreiphasige —	244
einphasige — für Vorschubantriebe	240
Schaltbild einer zweiphasigen —	239
— mit Drehzahlstabilisierung	243
Motorumkehrsteuerung	
dreiphasige —	253
lichtelektrische —	251
Multiplikationsschaltung	137
Multiplikative Stabilisierung	85
Multivibrator	39
Mumetall	105

N

Nachhärtung	80
Nachleuchtdauer	101
Nachtschweißmaschinen, elektronische Steuerung von —	220
Nebenschlußmotor	235
Neon	49
Neonbeleuchtung, Helligkeitsregelung von —	187
Netzspannungsschwankungen, Ausgleich von —	84
Neutralisierung	290
Nullpunktanode	175
Nutzbremmung	205, 248
Nutzleistung	29

O

Oberwellen	290
Öfen, Temperaturregelung von —	211
Ölfeuerungen, Kontrolle von —	115
Oszillator	25, 206
Oxydkatode	19

P

Papierverarbeitungsmaschinen, fotoelektrische Kontrolle von —	197
Parallelschaltung von Thyratrons	64
Pentode	22
Phasenanschnitt	78, 223
Phasenbrücke	57
— zur automatischen Resonanzabstimmung ..	294
Phasenfaktor	41
Phasenrichtiges Einschalten	225
Phasenverzögerung	57
Phasenwinkel	65, 156
Programmsteuerung	237
Progressive Härtung	274
Punktschweißgerät	69
Zündschaltung für ein —	70

Q

Quarzgesteuerter Oszillator	290
Quecksilberdampfgefüllte Röhren	49
Quecksilberkatode	66, 72

R

Rauchdichtmeldegerät	117
Raumschutzanlage mit Fotozelle	91
Raumthermostat	117
RC-Glied	141
RC-Oszillator	206
RC-Phasenbrücke	57, 166
Regelcharakteristik	250
Regelrichtungen	
— für Drehzahlen und Temperaturen	197
— zur automatischen Temperaturkonstanthaltung	212
Regeltransformator	184
Relais	
elektronische —	109
fotoelektrisches — für Rauchdichtmelder ..	117
fotoelektrisches — für Wechsellicht	110

Relais

fotoelektrisches — mit Vorverstärkerstufe ..	111
Relaisröhren	93, 327
lichtgesteuerter Schalter mit einer — ..	95
Ringzählerschaltung mit —	96
Relationen zwischen Röhrendaten und Gleichrichter-Ausgangsspannungen	42
Resonanzabstimmung	206
automatische —	292, 296
Resonanzfrequenz	24, 207
Resonanzwiderstand	25, 283
Restwelligkeit	34
Ringzählerschaltung	
— mit Doppelgitter-Thyratrons	122
— mit Relaisröhren	96
RL-Phasenbrücke	57, 166
Röhren	
Außenanoden-	30
Excitron-	72
gasgefüllte Gleichrichter-	36
Gleichrichter-	32
Gleichstromwiderstand einer —	21
Hochvakuum-	16, 32
Ignitron-	72
Katodenstrahl-	98
Langlebensdauer-	23
Sende-	19, 24
Semitron-	66
Stabilisator-	82
Thyatron-	46
Verstärker-	19
Verstärkungsfaktor von —	22
Wechselstromwiderstand einer-	20, 83
— als Schwingungserzeuger	24
Röhrengleichrichter	151
Rückkopplungsfaktor	25
Rückkopplungsspule	271
Rückzündung	51

S

Sägezahnspannung	102
Sättigungsstrom	271
Saugdrossel	64
Scale-of-two circuit	121
Scheitelwert, maximaler —	49
Schirmfarbe	101
Schirmgitter	50
Schnellbremsung	243
Schutzwiderstand	59
Schweißimpuls	228
Schweißleistung	75, 216
Schweißmaschinen	
Ignitrons für —	74
Zeitgeberschaltung für —	147
Zündschaltung für kleine —	69
Schweißpause	147
Schweißtransformator	75, 233
Schweißzeit	147
Schweißzeitbegrenzung	215
Schweißzeitgeber	146
Schweißzeitgerät für Impulsschweißbetrieb ..	228
Schweißzyklus, zeitlicher Ablauf eines — ..	219
Schwingungserzeugung	24

Schwingungsknoten	305
Schwingungskreis	24
induktiv gekoppelter —	283, 293
Vektordiagramm für —	293
Schwingungszug, gedämpfter —	24
Scott-Transformator	169
Sechspannengleichrichter	173
Sekundäremission	23
Selbsttätige Resonanzabstimmung	292
Senderöhren	325
Senditronröhren	66, 328
Stromfluß durch zwei gegenparallel geschaltete —	68
Zündschaltung für —	70
Servomotor	202, 295
Siebfilter	35
Spannungstabilisatorröhren	82
Spannungsverdopplerschaltung	306, 316
Spannungsverhältnis	38, 158
Sperrholzplatten, Herstellung von —	279
Sperrschwinger	307
Sperrspannung	44, 51, 154
Spezifische Wärme	278
Spezifischer Widerstand	269
Spulengüte	271
Stabilisatorröhren	82, 329
Grundschialtung einer —	83
Kennlinie einer —	82
— zur Erzeugung von Kippschwingungen	86
Stabilisierung, elektronische —	87
Stabilisierungsschaltungen	300
Stahlwelle, progressive Härtung einer —	274
Staubabschneider	315
Steilheit	20
Stieppbetrieb, Schweißzeitgerät für kontinuierlichen —	220
Steuerkennlinie	48
Übergangs-	48
Steuerwechselspannung	21
Störunterdrückung	192
Stroboskop	68
Strombegrenzung	168, 240
Stromflußwinkel	29, 155
Strom-Spannungs-Kennlinie einer Stabilisatorröhre	82
Stromtransformator	245
Stromwandler	296
Subtraktionsschaltung	139
Synchronisierung	102
T	
Tachodynamo	239
Tänzerwalzensteuerung	247
Temperaturen, Regeleinrichtung für —	210
Temperaturregelgerät für größere Leistungen	211
Tetrode	22, 50
Ia-Ua-Kennlinie einer —	22
Innenaufbau einer —	51
Steuerkennlinie einer —	50
Thomsonsche Formel	24
Thyratronröhren	46, 327
Helligkeitsregelung von Leuchtstofflampen mit —	185
Lichtgesteuertes Relais mit —	92

Thyratronröhren	
quecksilberdampfgefüllte —	49
Steuerkennlinien von — in Abhängigkeit von der Schirmgitterspannung	122
Zündung von Ignitrons durch —	78
— mit kalter Katode	93
— mit positiver Zündkennlinie	53
Torschaltung	137
Tote Zone	202
Transduktor	172
Transformator, Impuls-	55
Transformatorische Kopplung	283
Transformatorlose Schaltungen	258
Transformatorloser Gleichrichter	177
Transformatorremanenz	225
Trapezverzeichnung	101
Treiberröhre	305
Triode	20
Ia-Ua-Kennlinienschar einer —	20
Ia-Ug-Kennlinie einer —	20
Türöffner, fotoelektrischer	112
Typendrucker	140
Typenleistung	152, 161

U

Übergangsteuerkennlinie	48
Überschlagsgefahr	279
Übersetzungsverhältnis	161
Ug-Ua-Kennlinienfeld	24
Ultraschall-LötKolben	304
Umformer, rotierender —	151
Umkehrsteuerung	202
Umkehrstromrichter	249
Umsteuerung eines Motors	119
Unterspannter Betriebszustand	272

V

Vakuumprüfung	80
Verdopplerstufe	290
Verleimung von Holz	279
Verlustleistung	30
Verlustwinkel	277
Verstärkerpentode	22
Verstärkeröhren	324
Verstärkerstufe, Schaltung einer —	21
Verstärkungsfaktor	22
Verstellmotor	295
Vertikalsteuerung	56, 164
Verzögerungsrelais	169, 288
Vierphasengleichrichter	42, 169
Vierpol	284
Vormagnetisierung	172
Vorwiderstand	84

W

Ward-Leonard-Aggregat	262
Warngerät	95
Wechsellicht, fotoelektrisches Relais für —	110
Wechselrichter	311
Wechselstrommotoren, Regelung von —	206
Wechselstromwiderstand	83

Wehneltzylinder	98	Zeitgeber	
Wellenwiderstand	284	— für zwei aufeinanderfolgende Zeiten	145
Welligkeitsspannung	35	Zeitintervall	
Werkstückkanten, Überwachung der —	202	Schaltung zur Erzeugung von einem perio-	
Westinghouse	317	disch wiederkehrenden —	144
Wickelantrieb	247, 265	Zeitkonstante	141
Widerstandsschweißmaschinen, Steuerung von —	215	Zelle, gasgefüllte —	90
Wirkungsgrad	268, 315	Zickzackschaltung	64, 208
Wolframkatode	271	Ziffernvorwahl	134
		Zündeflektrode	72
X		Zünder, kapazitiver —	66
Xenon	36, 49	Zündkennlinie	53
		Zündspannung	37, 84
Z		Zündstreifen	186
Zählschaltungen, elektronische —	120, 231	Zündverzögerung	79
Zahnräder, Härten von —	274	Zündvorrichtung für Senditronröhren	70
Zeitgeber		Zündwinkel	37, 55, 155
— für fotografische Zwecke	142, 145	Spannungs- und Stromkurven für verschie-	
— für vier aufeinanderfolgende Zeitintervalle ..	147	dene —	60
		Zweiphasengleichrichter	152
		Zweiphasenwechselrichter	311



FÜR DEN INDUSTRIELLEN EINSATZ

VERSTÄRKERRÖHREN

SENDERÖHREN

GLEICHRICHTERÖHREN

THYRATRONRÖHREN

SENDITRONRÖHREN

IGNITRONRÖHREN

STABILISATORRÖHREN

FOTOZELLEN

RELAISRÖHREN

KATODENSTRAHLRÖHREN

ZUVERLÄSSIG · LEISTUNGSSTARK

VALVO G·M·
B·H·

HAMBURG 1 · MONCKEBERGSTRASSE 7

Elektronik

- Steuerung

Vorsprung halten
durch die moderne
PINTSCH-

zur stufenlosen Einstellung und selbsttätigen
Konstanthaltung von

- DREHZAHL bis 1·100
- DREHMOMENT bis 1·10
- LEISTUNG bis 1·5

TYPENGROSSEN VON
0,2 BIS 200 KW



7 KW Steuergerät für Cotton-Maschine

PINTSCH · ELECTRO

GMBH · KONSTANZ

Leuger



VISOMAT

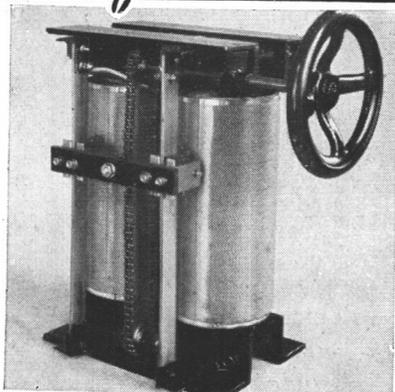
LICHTELEKTRONISCHE KONTROLL- UND STEUERGERÄTE
INDUSTRIELLE FOTOZELLEN-ANWENDUNGEN JEDER ART

- 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-GMBH

MAINZ - WEISENAU · TELEFON 85261

RIEDEWALD *Transformatoren*



für alle Industriezweige, für jede Spannung und
Stromstärke in den Größen von 2 VA bis 35 KVA

ERICH RIEDEWALD ING.

Transformatoren und Apparatebau

HAMBURG - ALTONA

Gilbertstraße 45/47

Fernsprech-Sa. Nr. 430449

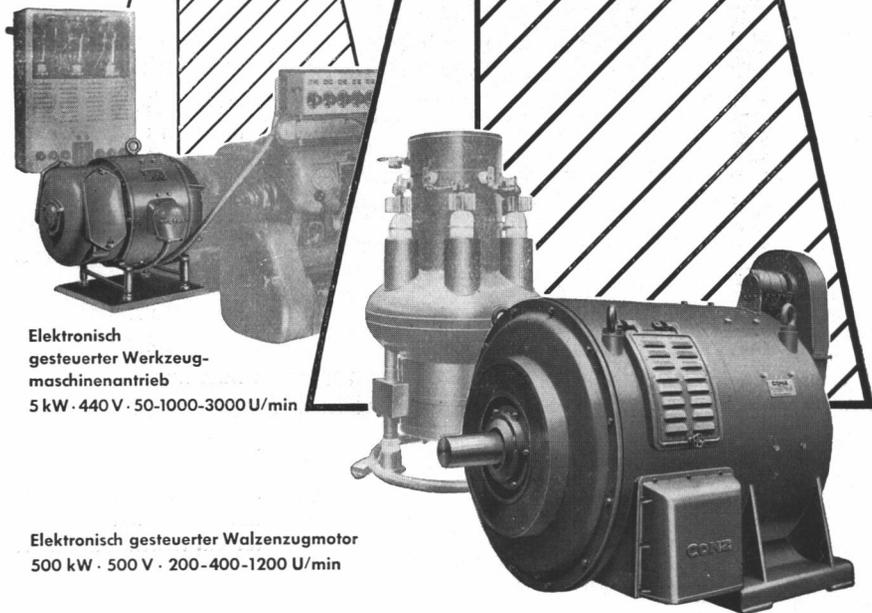


CONZ UND

ELEKTRONIK

1954

1950



Elektronisch
gesteuerter Werkzeug-
maschinenantrieb
5 kW · 440 V · 50-1000-3000 U/min

Elektronisch gesteuerter Walzenzugmotor
500 kW · 500 V · 200-400-1200 U/min

CONZ ELEKTRICITÄTS-GESELLSCHAFT M.B.H. · HAMBURG-BAHRENFELD

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

AUS UNSEREM LIEFERPROGRAMM :

Industrie Elektronik

Elektronenstrahl-Oszillographen
Meßgeneratoren

Dehnungsmeßstreifen
und Dehnungsmeßgeräte

Erschütterungsmeßgeräte

pH- und Leitfähigkeits-Meßgeräte

Elektronische direktanzeigende
Meß-, Regel- und Registriergeräte

Wissenschaftliche Geräte für

Kernumwandlungen

Strahlungsnachweis

Mikrountersuchungen

Hochspannungsprüfungen

Magnetische Filter

HF-Generatoren

Tempomat

Elektronische Schaltgeräte

Regeltransformatoren

Wechselspannungsstabilisatoren

Infrarot-Strahler

ELEKTRO SPEZIAL

G · M · B · H

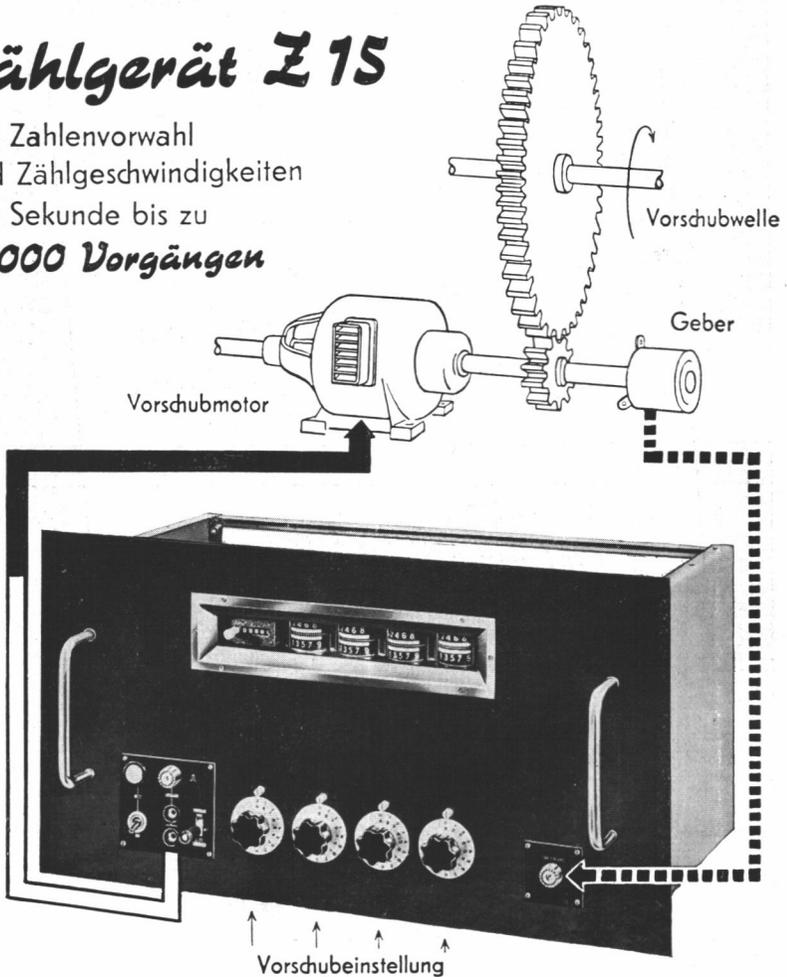
H A M B U R G 1

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)



**ELEKTRONISCHE MESSGERÄTE UND ANLAGEN
FÜR DAS GESAMTE GEBIET DER NIEDERFREQUENZ- UND
HOCHFREQUENZTECHNIK**

Ing. Günther
ZIEGLER

Industrie-Elektronik

Elektronische Motor- und Nachlaufregelungen
Elektronische Schnell-Zähleinrichtungen
Lichtelektrische Schalt- und Regel-Geräte

IGNITRON-STEUERUNGEN

Ing. Günther ZIEGLER, Industrie-Elektronik
FRANKFURT-M., Mannheimer Straße 73/75



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



Durag

APPARATEBAU GMBH.
HAMBURG-NIENDORF

Lichtelektrische und
elektronische Kontroll-,
Steuer- und Regelgeräte
für Maschinen
und Anlagen aller Art

•
Schnellzähl- und
Abzählgeräte

•
Öl- und Gasfeuerungs-
automatiken

•
Dämmerungsschalter

•
Unfallschutz durch
Lichtschranken

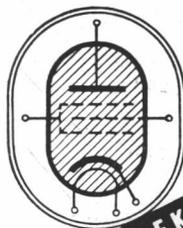
•
Zählrohrgeräte

HEINRICH DIETZ INDUSTRIE-ELEKTRONIK

Elektronische Zeitrelais
Programmsteuerungen
Motorstromrichter
für Antriebs- und Stellmotoren
Temperaturregler
Spannungsregler
Fotoelektrische Steuerungen
Feinkontakt-Steuerungen
vollständige Regel-
und Schaltanlagen

MÜLHEIM/RUHR

Zeppelinstr. 44 · Telefon 46122



ELEKTRONISCHE
SCHWEISSZEITBEGRENZER
TEMPERATURRELAIS
ZEITSCHALTER
TAKTGEBER
LICHTELEKTRISCHE RELAIS

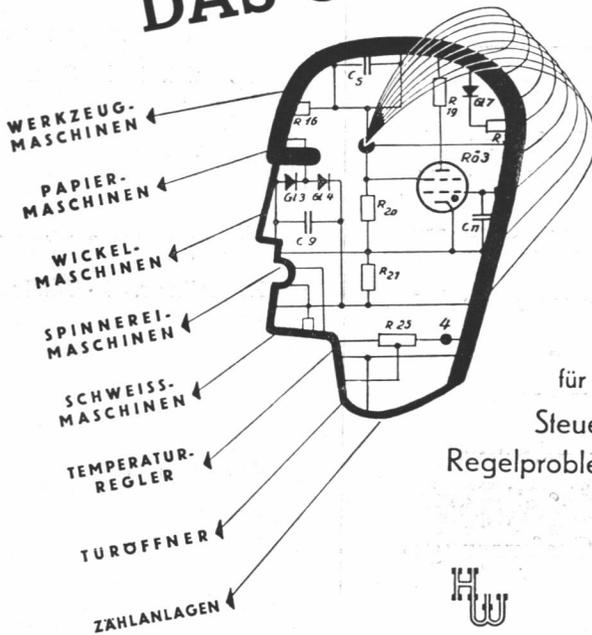
Wir beraten Sie gern



Fordern Sie unsere Druckschriften und Angebote

SCHLEICHER-RELAISBAU
BERLIN NW 87 · TURMSTRASSE 70

DIE ELEKTRONIK DAS GEHIRN



HARMS & WENDE

INDUSTRIELLE ELEKTRONIK

HAMBURG-HARBURG

HARBURGER SCHLOSSTR. 36a · RUF 37 02 50 u. 37 36 05

