

Inhalt

II. Teil. Verstärker

Vorbemerkung

Seite

§ 1. Die verschiedenen Verstärkerprobleme	2
---	---

Vorverstärker: Verstärkungsgrad. — Endverstärker: Verzerrungsfreiheit. — Senderverstärker: Wirkungsgrad. — Tonfrequenz, Hochfrequenz. — Theorie der Röhren, Theorie der Schaltungen.

A. Theorie der Röhren

1. Vorverstärker (Verstärkungsgrad)

§ 2. Der Grundgedanke bei der Verstärkung	7
---	---

Steuerung des Anodenstroms durch die Gitterspannung. Steilheit S maßgebend. Differentiale = Wechselstrom, der sich dem Gleichstrom überlagert. Bezeichnungen.

§ 3. Die leistungslose Gittersteuerung	9
--	---

Die Steuergleichung $\mathfrak{S}_a = S \mathfrak{U}_g$ reicht nicht aus. Auch $\mathfrak{S}_g$ und $\mathfrak{U}_a$ sind zu berücksichtigen. Durch negative Gittervorspannung kann $\mathfrak{S}_g = 0$ gemacht werden. Völlig leistungslose Steuerung!

§ 4. Die Wechselstromverhältnisse auf der Anodenseite ..	11
--	----

$\mathfrak{S}_a$ erzeugt $\mathfrak{U}_a = - \Re_a \mathfrak{S}_a$. $\mathfrak{U}_a$ erzeugt Anodenrückwirkung $D \mathfrak{U}_a$, schwächt $\mathfrak{S}_a$. Für die Kurzschlußstromstärke nur Steilheit S , für die Leerlaufspannung nur Durchgriff D maßgebend. $\mu = 1/D = \text{Leerlauf-Verstärkungsfaktor}$. Innerer Widerstand $R_i = 1/SD$ nur Rechengröße. Leerlauf- und Kurzschluß-Ersatzschaltung. S muß möglichst groß, D möglichst klein sein.

§ 5. Die Steilheit S	16
------------------------------	----

S einerseits vom Bau der Röhre (Raumladungskonstante), andererseits vom Arbeitspunkt auf der Kennlinie abhängig. S daher durch die Gleichspannungen regelbar. Vergrößerung von S mit großem Leistungsaufwand verbunden. $S = 2 \text{ mA/V}$ im allgemeinen ausreichend.

§ 6. Der Durchgriff D.

- a) Der elektrostatische Durchgriff D bei Eingitterröhren 18

Rein elektrostatisches Durchgreifen. D kann konstruktiv beliebig groß oder klein gemacht werden. D einer Röhre nahezu konstant, unabhängig von Betriebsbedingungen. Wechselstrommäßig soll D möglichst klein sein, aber gleichstrommäßig D nicht zu klein, da Verschiebungsspannung $D U_a \approx 6 \text{ V}$ sein muß. Hohe Betriebsspannung E_a günstig.

- b) Der technische Durchgriff D^* bei Mehrgitterröhren 19

Verschiebungsspannung durch besonderes Gitter erzeugt. Daher kann elektrostatisches Durchgreifen der Anode ganz zu Null gemacht werden. Schirmgitterstrom verkleinert J_a und S . $\Re_{sg}$ muß Null sein. Technischer Durchgriff D^* infolge Stromverteilung wird bei Sekundärelektronen unregelmäßig, kann negativ werden. Vermieden durch Bremsgitter, Pentoden. Nahezu $D^* = 0$, $R_i = \infty$. Verstärkung $-U_a/U_g = S \Re_a = 200$ fach für $S = 2 \text{ mA/V}$ und $\Re_a = 100 \text{ k}\Omega$. Für Vorverstärker fast stets Pentoden verwandt. U_a darf nicht unter die Restspannung U_r herabsinken.

§ 7. Widerstandsgerade und Arbeitskennlinien.

- a) Trioden 23

Rein Ohmscher Widerstand R_a im Anodenkreise im $(i_a u_a)$ -Kennlinienfeld als „Widerstandsgerade“ darstellbar. $\Im_a$ und U_a bei beliebigem U_g sofort ablesbar. Im $(i_a u_g)$ -Kennlinienfeld gekrümmte „Arbeitskennlinie“. Scherung. „Arbeitssteilheit“

$$S_A = \frac{S}{1 + S D R_a} = \frac{S}{1 + R_a/R_i}.$$

- b) Pentoden 27

Im $(i_a u_g)$ -Kennlinienfeld Arbeitskennlinie $\approx$ gewöhnliche Kennlinie, solange $U_a > U_r$ bleibt. Dann horizontales Umbiegen. „Überspannter Zustand“ = Stromübernahmegebiet, falls $U_a = E_a - R_a J_a < U_r$ wird. Dort keine Verstärkung mehr.

- c) Weitere Bemerkungen 29

Messungen mit Gleichstrom möglich, falls keine Drossel parallel zu R_a liegt. Große Drossel wirkt wie Vergrößerung von E_a um $R_a J_a$. R_a kann auch durch Schwingungskreis gebildet werden, aber nur für die Resonanzfrequenz. Außerhalb der Resonanz Phasenverschiebung zwischen U_a und $\Im_a$. Arbeitskennlinie und Widerstandsgerade werden Ellipsen.

§ 8. Zusammenfassung des Abschnitts „Vorverstärker“ ... 32

2. Endverstärker (Verzerrungsfreiheit)**§ 9. Grenzen für die verzerrungsfreie Aussteuerung 33**

Der Gegensatz zum Vorverstärker: nicht großer Verstärkungsgrad u_a/u_g bzw. $\mathfrak{I}_a/u_g$, sondern großes u_a und $\mathfrak{I}_a$ selbst sind wichtig. Beliebig großes u_g steht zur Verfügung. 3 Grenzen:

a) Gitterstromverzerrungen 34

Zu verhindern durch $-U_g \geq u_g + 1 \text{ V.}$

b) Anodenstrom- oder Steilheitsverzerrungen 35

Stromaussteuerung $j = \mathfrak{I}_a/J_a < 1$. ($i_a u_g$)-Kennlinie gekrümmt. S veränderlich.

c) Anodenspannungs- oder Durchgriffsverzerrungen 36

Spannungsausnutzung $h = u_a/U_a < 1$. D^* veränderlich.

§ 10. Klirrfaktor k und Modelungsfaktor m 37

Vibrierende Sinuskurve. 1. Sinuskurve wird verzerrt, enthält Oberschwingungen; Klirrfaktor k . 2. Vibrationen werden gemodelt; Modelungsfaktor m . Für akustische Übertragungen $k \leq 5\%$ oder $m \leq 20\%$. Messung von k und m .

§ 11. (Anoden-)Strom- oder Steilheitsverzerrungen (bei Kurzschluß)**a) Zerlegung in eine Taylor-Reihe 42**

Bei Kurzschluß nur ($i_a u_g$)-Kennlinie maßgebend. Rein geometrisches Problem. Verzerrungsfreiheit bei geradliniger Kennlinie, d. h. kleiner Aussteuerung. Taylor-Reihe. $u_g^2, u_g^3 \dots$ gibt Verzerrungen, Oberschwingungen $\mathfrak{I}_{2\omega}, \mathfrak{I}_{3\omega} \dots$, ferner Richtstrom ΔJ_a und Modelungsverzerrungen $\Delta \mathfrak{I}_\omega$. $m \approx \frac{T}{S} u_g = 4k_2$. Bestimmung von $\mathfrak{I}_{2\omega} \approx \Delta J_a$ aus der Sekante.

b) Beispiel Raumladungskennlinie 47

$j = 1$ nicht bei $u_g = U_{st}$, sondern bei $u_g = \frac{2}{3} U_{st}$. $j > 1$ möglich. $k_2 = 5\%$ schon bei sehr geringer Krümmung.

c) Weitere Näherungen 50

$i_a = K u_{st}^\gamma$. $j = \gamma \frac{u_g}{U_{st}}$; $k_2 = \frac{\gamma-1}{4\gamma} \cdot j$. Verzerrungen nur von j und γ , nicht von U_{st} oder K abhängig.

Tafel 11. Formeln für k_2 und j für $\gamma = 1; 1,5; 2$ und 3 sowie für eine e-Funktion. Vergleich mit wahrer Kennlinie.

§ 12. Der Einfluß des Durchgriffs D **a) D konstant: Verminderung der Verzerrungen ... 57**

Anodenrückwirkung vermindert verzerrten wie unverzerrten Strom. Letzteres unschädlich, durch erhöhte Gitterspannung auszugleichen. Ersteres von großem Vorteil. Bei festliegender Verzerrungsgrenze kann j $(1 + \mathfrak{R}_a/R_1)$ -mal größer gemacht

werden, aber nicht viel größer als 1. $j > 1$ nur durch Verzer-	
rungen $\mathfrak{S}_2 \omega$ und ΔJ_a möglich.	
b) D veränderlich: Zusätzliche Durchgriffsverzer-	
rungen	61
Besonders bei Leerlauf ($\mathfrak{R}_a \gg R_i$)	
c) Experimentelle Bestätigungen	62
§ 13. Gegenkopplung	64
$U_k = \mathfrak{R} U_a$ ($\mathfrak{R}$ = Spannungsteiler) wirkt auf Gitterseite zurück. Wirkung dieselbe wie Vergrößerung von D auf $D + \mathfrak{R}$. Bei gleichem j muß größere Spannung U_f zugeführt werden. U_f $= U_g + U_k$. Verminderung der Verzerrungen. U_g stark gegen- verzerrt.	
§ 14. Die Spannungsausnutzung h	68
Anodenrestspannung $U_r = U_a - U_a$ erforderlich, um maxi- malen „Spitzen-Strom“ $J_{sp} = J_a + \mathfrak{S}_a$ zur Anode zu ziehen. $U_r = f(J_{sp})$ = „Rest-(spannungs)-kennlinie“ = $(J_a U_a)$ -Kenn- linie für $U_g = -1$ V muß bei kleinem U_a steil ansteigen. Bei Triodenröhren mit großer Steilheit S und besonders mit großem Durchgriff D wichtig, bei Pentoden S und D für U_r gleichgültig.	
§ 15. Widerstandsgerade und Leistungsdreieck	74
Phasenreines $\mathfrak{R}_a$ vorausgesetzt. Änderungen in der Steilheit der Arbeitskennlinie im $(J_a U_g)$ -Feld oder der Abschnitte der Wider- standsgeraden im $(J_a U_a)$ -Feld sind Maß für Verzerrungen. Berechnung aus dem größten und kleinsten Strom. Oberes und unteres Leistungsdreieck.	
§ 16. Die maximale Leistungsabgabe	79
Zugeführte Gleichstromleistung $N_a = U_a J_a$ durch Aus- steuerung praktisch nicht geändert. Abgegebene Wechselstrom- leistung $\mathfrak{N}_a = \frac{1}{2} U_a \mathfrak{S}_a = \frac{1}{2} h j N_a$. Wirkungsgrad $\eta = \frac{1}{2} h j$. Bei gegebenem $j = \mathfrak{S}_a / J_a$ kann $\mathfrak{S}_a$ nur durch Vergrößern von J_a vergrößert werden.	
a) Die Erwärmungsgrenze	81
Bei großen Betriebsspannungen U_a Erwärmung der Anode maßgebend. Die zulässige Anodenverlustleistung $Q_a \approx N_a$ $= U_a J_a$ darf nicht überschritten werden; $J_a \leq Q_a / U_a$. Tafel 16 a.	
b) Die Grenze durch die Erhöhung von U_r	84
Bei kleinen Betriebsspannungen U_a maßgebend. $U_r = f(J_{sp})$ mit $J_{sp} = (1 + j) J_a$. U_r wächst mit J_a . Dadurch sinkt $U_a = U_a - U_r$ und $\mathfrak{N}_a$. Maximum von $\mathfrak{N}_a$ für $\frac{U_a - U_r}{J_{sp}}$ $= \frac{d U_r}{d J_{sp}} = R_{ir}$ = „Restwiderstand“; $S_r = 1/R_{ir}$ = „Rest- steilheit“. Tafel 16 b.	

§ 17. Gegentaktschaltung	89
--------------------------------	----

Gleichstrommäßig parallel, wechselstrommäßig in Reihe geschaltet. Gleichstrom und alle geradzahligen Oberschwingungen heben sich fort. Summensteilheitskennlinie.

§ 18. Zusammenfassung des Abschnitts „Endverstärker“ ..	93
---	----

3. Senderverstärker (Wirkungsgrad)

§ 19. Größere Verzerrungen zugelassen	
---------------------------------------	--

a) Positives Gitter	96
---------------------------	----

Pentode zwecklos; Trioden mit kleinem Durchgriff; U_r wie bei Pentode. Störungen durch Sekundärelektronen.

b) Größere Stromaussteuerung	97
------------------------------------	----

A-Betrieb: Arbeitspunkt mit großem Ruhestrom; $j \leq 1$, $\eta \leq 50\%$. B-Betrieb: Arbeitspunkt im Fußpunkt der Kennlinie. Strom fließt nur eine halbe Periode lang, $j \approx 1,5$, $\eta \leq 75\%$. C-Betrieb: Arbeitspunkt im Negativen. Nur kurze Stromimpulse. Im Grenzfall $j = 2$, $\eta = 100\%$. „Halber Stromflußwinkel Θ “. Hohe Anodenspannung $U_a \gg U_r$ erwünscht.

c) Beispiel	102
-------------------	-----

§ 20. Der Leistungsumsatz	102
---------------------------------	-----

Gleichstromleistung N_a = Wechselstromleistung $\mathfrak{N}_a$ + Röhrenverluste Q_a . Mechanischer Unterbrecher ist idealer Umformer, da bei ihm $Q_a = 0$, also $\mathfrak{N}_a = N_a$; $\eta = 100\%$. Kriterium der fallenden Kennlinie.

§ 21. Wechselstrombelastung mit Ohmschem Widerstand R	106
---	-----

Rechteckige Gitterspannung. i_a teils 0, teils J_{sp} ; u_a teils E_a , teils U_r , falls $R_a \geq R_{gr} = \frac{U_a - U_r}{J_{sp}}$ = Grenzwiderstand. Formeln bei gleichstrommäßigem Kurzschluß.

§ 22. Funksender	111
------------------------	-----

Parallelschwingungskreis als $\mathfrak{N}_a$. u_a sinusförmig auch bei verzerrtem i_a . Nur Grundschwingung $\mathfrak{F}_\omega$ von i_a maßgebend. $j = \frac{\mathfrak{F}_\omega}{J_a} = 2$ bei kurzen Stromimpulsen, aber dann auch starke Oberschwingungen. Tafel 22. Es kann $h > 1$, u_a negativ werden, aber nur mit großem Verlust an $\mathfrak{F}_\omega$ und j . Überspannter Zustand.

§ 23. Frequenzvervielfachung	117
------------------------------------	-----

Anodenschwingkreis auf Oberwelle $\mathfrak{F}_{n\omega}$ abgestimmt. Bei kurzen Stromimpulsen hoher Wirkungsgrad.

§ 24. Zusammenfassung des Abschnitts „Senderverstärker“ ..	118
--	-----

B. Theorie der Schaltungen

§ 25. Übersicht über die verschiedenen Probleme 120

3 Gleichstromquellen erforderlich. Netzanschluß aus Wechselstromnetz über Gleichrichter. Verstärkung des Signalstroms im Grunde sehr einfach. Schwierigkeiten durch die sehr großen Röhrenwiderstände. Natürliche Kapazitäten. C_{ga} . Rückkopplungen. Frequenzabhängigkeit der Widerstände bei Tonfrequenz ungünstig, bei Hochfrequenz günstig. Mehrfach-Verstärker. Grenze der Verstärkung. Störungen. Mindest erforderliche Frequenzbereiche.

§ 26. Die Verstärkung $\mathfrak{B}$ 124

$\mathfrak{B} = - u_a / u_g = S(R_i \parallel R_a)$. Kurzschluß- und Leerlauf-Verstärkung. $\mathfrak{B}_k = S R_a$ und $\mathfrak{B}_l = 1/D$. Phasenbeziehungen. $|\mathfrak{B}| = 1000$ bei Pentoden möglich, aber unzweckmäßig. Gleichspannungsabfall $R_a J_a$ verlagert Arbeitspunkt. Verschiedenes Verhalten bei Trioden und Pentoden. Messung von $\mathfrak{B}$.

§ 27. Der Frequenzgang

a) 45°- oder Eckfrequenzen 130

$\mathfrak{B}$ bleibt einerseits von ω_{45} nahezu konstant, fällt andererseits von ω_{45} wie ω bzw. $1/\omega$ ab. Bei ω_{45} sinkt $\mathfrak{B}$ auf $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,71$ ab und dreht sich in der Phase um 45°.

b) CR- oder Widerstandskopplung 132

Untere 45°-Frequenz f_u durch großes C_b und großes R_g sehr tief, bis 1 Hz zu machen. Obere 45°-Frequenz f_o durch die natürliche Kapazität C_n festgelegt, um so höher, je kleiner R_a .

c) Breitbandverstärker 133

Hohes ω_{45} verlangt kleines R_a . Merkliche Verstärkung $\mathfrak{B} = S R_a$ verlangt dann große Steilheit S der Röhre. Dadurch aber leicht auch C_n größer. $S/C_n = \text{Güte der Röhre} \approx \frac{8 \text{ m A/V}}{15 \text{ pF}}$ gibt $\mathfrak{B} = 8$ und $f_o = 10 \text{ MHz}$ bei $R_a = 1 \text{ k}\Omega$. Größeres $\mathfrak{B}$ verlangt mehrere Verstärkerstufen. Dadurch aber früheres Absinken. Verbesserung durch kleines L in Reihe mit R_a . Absinken auf $\frac{1}{\sqrt{2}}$ erst bei fast der doppelten Frequenz.

d) Drossel- und Transformatorkopplung 135

Bei letzterer wirkt Leerlaufinduktivität $= L_1$ wie Drossel, gibt untere Eckfrequenz f_u . Kurzschluß- oder Streuinduktivität $= sL_1$ gibt obere Eckfrequenz f_o . Bei Anpassung $R_a = R_i$ ist $f_o/f_u = 4/s$. Bei Fehlanpassung wird f_o/f_u größer, die Verstärkung aber kleiner. L teurer und größer als R und C . Transformatoren nur am Ausgang gelegentlich notwendig.

e) Schmalbandverstärker	139
$\Re_a$ = Parallelresonanzkreis, für Resonanz q mal größer als $\omega_r L$. $\Re = S(R_i \parallel \Re_a)$. Pseudodämpfung, falls nicht $\Re_{ar} \ll R_i$. Bei 2 gleichen Stufen Bandbreite $b_{\text{eff}} = 0,64b$, d. h. Bandbreite b_{eff} kleiner. Bei 2 etwas gegeneinander verstimmten Kreisen geringere Verstärkung, aber größere Bandbreite. 2 gekoppelte Kreise wirken wie 2 verstimmte Kreise = Bandfilter. Kritische Kopplung $k_{kr} = b = \frac{1}{q}$ = Grenze, oberhalb welcher Höker auftreten.	
§ 28. Die natürlichen Kapazitäten	146
Normal unbeachtet. Bei den hohen Röhrenwiderständen aber schon bei Tonfrequenz zu berücksichtigen, bei Hochfrequenz ausschlaggebend. Größenordnungen. Teilkapazitäten zwischen jedem Leiter und jedem anderen, ganz unabhängig von den Spannungen der einzelnen Leiter. C_{ab} nicht nur von Lage A und B, sondern auch von Lage benachbarter Leiter abhängig. Beispiel. Abschirmung. Messungen. $C_g \approx 10 \text{ pF} \pm 1 \text{ pF}$ durch Raumladungen. Grenzfrequenz $\omega_{gr} = S/C_a$. Gute Verstärkung bis etwa 3 MHz = d. h. $\lambda = 100 \text{ m}$.	
§ 29. Die Gitter-Anoden-Kapazität C_{ga}	151
C_{ga} stellt eine Rückkopplung dar. Dieselbe Wirkung wie eine $(1 + \Re)C_{ga}$ mal so große Gitterkapazität. Ist $\Re = -u_a/u_g$ nicht phasenrein, tritt zur Kapazität ein positiver, dämpfender oder ein negativer entdämpfender Widerstand R_z hinzu, je nachdem ob $\Re_a$ kapazitiv oder induktiv ist. Letzterer kann zur Selbsterregung führen. Kleinstes R_z , d. h. größte Pfeifneigung für $ \Re_a = \omega L_a = R_i$. Neutroden-Schaltung zur Kompensation von C_{ga} , praktisch nur für Trioden erforderlich. Schirmgitterröhren mit sehr kleinem $C_{ga} \approx 0,01 \text{ pF}$. Praktisch sind die meisten Tetroden und Pentoden von selbst hinreichend geschirmt.	
§ 30. Rückkopplungen.	
a) Gegenkopplung	158
Neue Verstärkung $\Re_f = \frac{\Re}{1 + \Re \Re}$. Falls $\Re \Re \gg 1$ ist $\Re_f = 1/\Re$, unabhängig von $\Re$, d. h. von Röhreneigenschaften, nur abhängig vom Rückkopplungsfaktor $\Re$, d. h. der Schaltung. Falls $\Re$ frequenzunabhängig, dann auch $\Re_f$ frequenzunabhängig. Beispiel Resonanzkreis.	
b) Mitkopplung	163
Negatives $\Re$. $\Re_f = \frac{\Re}{1 - \Re \Re} = \infty$ für $\Re \Re = 1$ = Selbsterregung. Erhöhte Verstärkung möglich, aber sehr instabil. Gegenkopplung kann bei abseits liegenden Frequenzen in Mitkopplung übergehen.	

c) Unbeabsichtigte Rückkopplungen	165
Kapazitiv durch natürliche Kapazitäten. Magnetisch bei Spulen. Galvanisch im Gleichrichter-Widerstand. Akustisch bei Lautsprechern.	
§ 31. Verstärkereingang	170
Widerstand R_g der Eingangsschaltung möglichst groß. Grenze durch Isolation, durch natürliche Kapazitäten. Resonanzüberhöhung für engeren Frequenzbereich. Gleichstrommäßig isoliertes Gitter besitzt schwankende Spannung. Gitterableitewiderstand und negative Gleichspannung notwendig. Letztere durch Katodenwiderstand herstellbar. Dessen Gegenkopplung durch Blockkondensator zu vermeiden. — Zu großes R_g macht störanfällig; Selbsterregung durch C_{ga} .	
§ 32. Eingangstransformator	175
Belastung durch natürliche Kapazität. Leerlaufs- und Streu-Induktivität geben Parallel- und Reihenresonanz. Frequenzgang bei Änderung von w_1 und w_2 .	
§ 33. Störungen. Rauscheffekte	181
Störungen bedingen untere Grenze der Verstärkung, „Stör-Pegel“, a) im Erzeuger, b) durch äußere Einflüsse, c) innere Störungen.	
Wärmerauschen. α) Widerstandsrauschen. β) Sättigungsrauschen. γ) Anlaufstromrauschen. δ) Raumladungsschwächungsrauschen. ε) Stromverteilungsrauschen. ζ) Messungen. Äquivalenter Gitter-Rauschwiderstand. Experimentelle Ergebnisse. Grenzempfindlichkeit. η) Funkeffekt.	
§ 34. Tonfilmverstärker	192
2 getrennte Kästen A und B, durch Kabel verbunden. Dadurch muß Ausgangsröhre 2 von A niederohmig sein ($2\text{ k}\Omega$). Triode mit nur $\mathfrak{B} = 6$, Röhre 1 = Pentode mit $\mathfrak{B} = 150$. 17,6fache Gegenkopplung bedingt große Stabilität. Regelung des Frequenzganges in der Gegenkopplung. Kasten B enthält Pentode mit $\mathfrak{B} = 150$, dann „Phasenumkehrrohr“ mit $\mathfrak{B} \approx 2$ und 2 Endröhren in Gegentakt mit Ausgangstransformator mit $h = 78\%$, $j = 1,6$ und $\eta = 62\%$; 4fache Gegenkopplung hinter Trafo auf Röhre 3 verkleinert Klirrfaktor auf unter 2%, verkleinert auch Brummstörungen; Stromversorgung aus dem Wechselstromnetz mit Gleichrichter. Siebglieder vermindern Brummspannung. Bei Ausschalten der beiden Gegenkopplungen 4,7 millionenfache Verstärkung, aber sehr instabil.	

§ 35. Fernsprechverstärker	201
----------------------------------	-----

Niederfrequenz und Trägerfrequenz. Mit letzterer rund 1000 Gespräche gleichzeitig über 1 Leitung übertragbar. Alle über einen Verstärker. Aber Klirrfaktor muß $k \leq 0,05\%$ sein! Nur durch 100fache Gegenkopplung erreichbar. Etwa alle 10 km je ein Verstärker, der hohe Frequenzen viel mehr verstärkt als tiefe. Gabelschaltung am Anfang und Ende bei 4-Draht-Schaltung. Auch drahtlose Übertragung möglich.

§ 36. Grenzen der „klassischen Theorie“	204
---	-----

Bei Frequenzen über etwa 10^7 Herz.

a) Theorie der Röhren	205
-----------------------------	-----

Laufzeit der Elektronen. Influenzstrom. Auch bei negativem Gitter keine leistungslose Steuerung mehr. Kleinster Gitteranodenabstand erforderlich. 0,06 mm hergestellt.

b) Theorie der Schaltungen	207
----------------------------------	-----

Jede Zuleitung stellt Lecherdrahtsystem dar, auf dem sich stehende Wellen ausbilden können. Röhre und Schaltung zu einem Ganzen verbunden. Scheibenröhren. Gitterbasisschaltung. Verstärkung bis etwa $\lambda = 10$ cm möglich.

§ 37. Zusammenfassung von Teil B.	210
--	-----

Sachverzeichnis	214
-----------------------	-----