

Elektronenröhren

Ein Rückblick auf die Anfänge der Elektronik

Teil 3

Elektronenröhren wurden seinerzeit hauptsächlich zu Verstärkungszwecken im Nieder- und im Hochfrequenzbereich verwendet, ferner zur Erzeugung von Schwingungen der unterschiedlichsten Art, zur Gleichrichtung auch sehr hoher Wechselspannungen, zu Demodulationszwecken, zum Einsatz in elektronisch stabilisierten Netzteilen, zur Realisierung der ersten Bildröhrengeräte und nicht zuletzt in der Messtechnik. Im dritten Teil dieser Beitragsreihe werden einige spezielle Einsatzbeispiele vorgestellt und genauer erklärt.

Autor des Beitrags: Prof. Dr.-Ing. Ivar Veit



Schwingungserzeugung

Beginnen wir mit dem Einsatz von Elektronenröhren bei der Erzeugung von Schwingungen, und zwar zunächst im Niederfrequenzbereich. Das sind zum einen impulsartige Schwingungen, z. B. rechteckige oder auch sägezahnförmige Signale, zum anderen kontinuierliche Schwingungen, z. B. sinusförmige Signale.

Rechteck-Schwingungen

Der einfachste Generator zur Erzeugung von Rechtecksignalen ist der Multivibrator, wie man ihn auch von unseren heutigen transistorbestückten Schwingungserzeugern kennt. Die von normalen Flip-Flop-Schaltungen her bekannten ohmschen Spannungsteiler sind hier durch CR-Spannungsteiler ersetzt (Bild 1), nämlich durch C_{k1} - R_{g1} und C_{k2} - R_{g2} . Nimmt man an, dass das Röhrensystem V_1 gerade leitend geworden ist, so ist durch die Ladung von C_{k2} das System der Röhre V_2 gesperrt. C_{k2} entlädt sich nun über R_{g2} , bis der Anodenstrom in der Röhre V_2 zu fließen beginnt. Dadurch sinkt die Spannung an der Anode von V_2 und gleichzeitig am Gitter von V_1 ab, sodass auch der Anodenstrom von V_1 sinkt. Die Spannung an der Anode von V_1 und mit ihr am Gitter von V_2 steigt an. V_2 wird somit leitend und V_1 gesperrt. Nun muss sich C_{k1} über R_{g1} entladen usw.

Die Schaltung schwingt also mit einer Frequenz, die durch C_{k1} - R_{g1} und C_{k2} - R_{g2} bestimmbar ist. Bei unterschiedlicher Dimensionierung der beiden CR-Glieder können unterschiedlich lange Impulsdauern und Impulspausen erreicht werden. Ein Verhältnis von 1:10 sollte aber aus Stabilitätsgründen nicht überschritten werden.

Sägezahn-Schwingungen

Eine sehr häufig verwendete Schaltung zur Erzeugung von Sägezahn-Schwingungen arbeitete nach dem Prinzip des Miller-Transistrons bzw. des Miller-Integrators. Es handelte sich dabei um einen Kippschwingungs-Erzeuger, wie er im Prinzip ab den 1950er-Jahren vorzugsweise zur Erzeugung der Ablenkspannung in den damaligen röhrenbestückten Fernsehgeräten, aber auch zur x-Ablenkung in Oszilloskopen verwendet wurde (Bild 2).

Das Steuergitter ist über einen Kondensator C_2 mit der Anode verbunden, sodass der Anodenstrom daher nur langsam ansteigen kann. Die durch eine Spannungsänderung an der Anode hervorgerufene Ladung am Gitter kann somit über den Widerstand R_1 ebenfalls nur langsam abfließen.

Die Änderung der Anodenspannung verläuft somit völlig linear. Das Zurückkippen in den Anfangszustand besorgt das Bremsgitter, das seinerseits über den Kondensator C_1 mit dem Schirmgitter verbunden ist. Mit zunehmendem Röhrenstrom sinkt die Schirmgitterspannung,

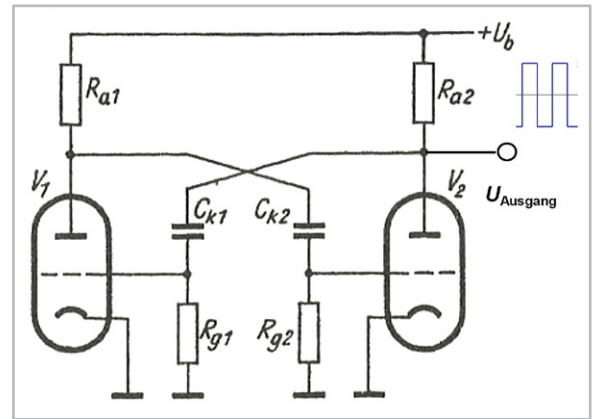


Bild 1: Schaltbild eines einfachen, röhrenbetriebenen Multivibrators (mit 2 Trioden) zur Erzeugung von Rechteck-Schwingungen

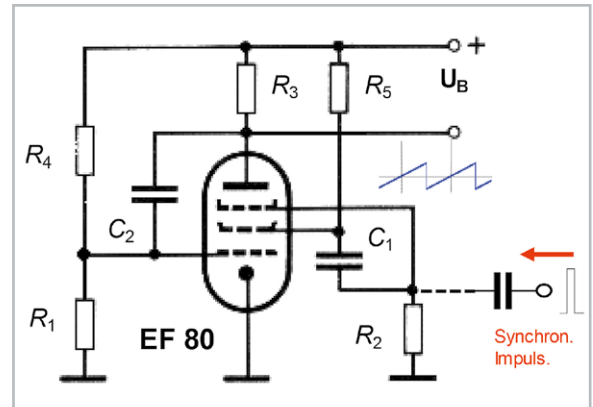


Bild 2: Sägezahn-Generator (Miller-Transistron). An der Anode kann ein Sägezahnsignal abgenommen werden, wie es früher z. B. für die x-Ablenkung von Oszilloskopen verwendet wurde. Die Schaltungselemente C_1 und R_5 bilden ein sogenanntes Integrierglied.

das Bremsgitter wird damit negativer, sodass sich der Elektronenstrom zur Anode verringert. Das wiederum hat einen Anstieg der Anodenspannung zur Folge, während die Spannungen am Schirmgitter und am Bremsgitter weiter absinken. Sobald die Ladung vom Bremsgitter über den Widerstand R_2 abgeflossen ist, kann sich der gesamte Vorgang wiederholen. Der Kondensator C_1 und der Widerstand R_2 bestimmen die Kippfrequenz.

Am Anschlussknoten des Bremsgitters können Synchronisierungs-Impulse eingespeist werden, die für eine Synchronisierung mit dem TV-senderseitigen Spannungsverlauf sorgen.

Sinusschwingungen mithilfe eines Wien-Robinson-Generators

Der Hauptbestandteil dieses Generator-Typs ist die Wien-Robinson-Brücke, d. h. ein frequenzabhängiger Spannungsteiler, bestehend aus den beiden Impedanzen $Z_1 = R_1 - j/\omega C_1$ und $Z_2 = 1/Y_2$, die zusammen mit den beiden Widerständen R_3 und R_4 eine Brückenschaltung bilden (Bild 3). Der Leitwert Y_2 ergibt sich aus der Differenz von $1/R_2 - j\omega C_2$. Im Resonanzfall ($\omega = \omega_0$) ist $k_{11} = 3$, d. h., der angeschlossene zweistufige Verstärker muss eine Verstärkung von mindestens 3 aufbringen, damit es zu einer Schwin-

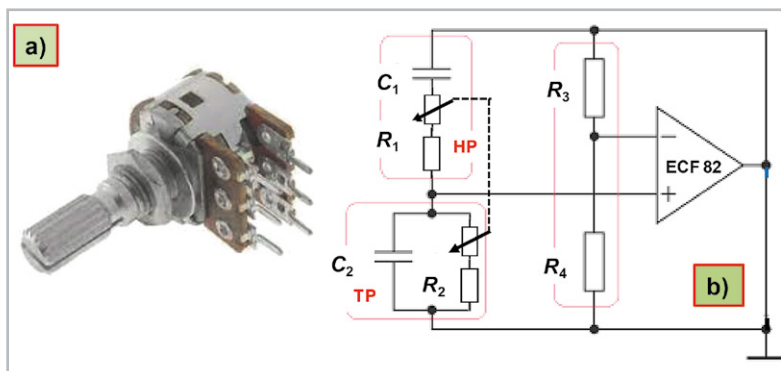


Bild 3: Die Wien-Robinson-Brücke stellt eine Brückenschaltung dar, bei der der eine Brücken-zweig durch einen Bandpass, und der andere durch einen 2:1-Spannungsteiler gebildet wird. a) Doppelpotentiometer $2 \times 100 \text{ k}\Omega$, linear, in Reihe geschaltet mit $2 \times 450 \text{ k}\Omega$, d. h., R_1 und R_2 haben einen Wert von je $100 + 450 = 550 \Omega$. b) Brückenschaltung mit nachfolgendem, zweistufigem Verstärker, bestückt mit einer Doppelröhre (ECF 82). Das Doppelpotentiometer ist hier in Reihe geschaltet mit $2 \times 450 \text{ k}\Omega$, d. h., R_1 und R_2 haben einen Wert von $100 + 450 = 550 \text{ k}\Omega$.

NF-Verstärkerschaltungen

Verstärker-Grundsaltungen

Als Grundsaltungen bezeichnet man prinzipielle Schaltungen von Elektronenröhren, bei denen eine der drei Elektroden (Anode, Katode oder Steuergitter) den gemeinsamen Anschlusspunkt für den Eingang und für den Ausgang bildet (Bild 8).

Der am häufigsten verwendete Schaltungstyp war die Katoden-Basisschaltung (Bild 8a). Sie liefert bei relativ hohem Eingangs- und Ausgangswiderstand eine große Spannungsverstärkung. Der Arbeitswiderstand R_A liegt in der Anodenleitung.

Die Anoden-Basisschaltung (Bild 8b) wurde meist als Impedanzwandler verwendet. Der Arbeitswiderstand R_A liegt hier in der Katodenleitung. Infolge der starken Gegenkopplung über den Katodenweig lassen sich mit diesem Schaltungstyp sehr hohe Eingangswiderstände erreichen, wobei der Ausgangswiderstand niedrig ist. Die Spannungsverstärkung ist hier < 1 .

Die Gitter-Basisschaltung (Bild 8c) wurde vorwiegend bei hohen Frequenzen zur Entkopplung von Eingangs- und Ausgangskreis verwendet, des Weiteren auch zur Impedanzwandlung, bei kleinem Eingangs- und großem Ausgangswiderstand. Der Arbeitswiderstand R_A liegt hier in der Anodenleitung. Die Rückwirkungskapazität ist bei diesem Schaltungstyp sehr klein.

Die mit Elektronenröhren erreichbaren Verstärkungen haben natürlich auch ihre Grenzen. Sie hängen ab vom jeweiligen Schaltungstyp. Das Gleiche galt auch für die Röhrenart Triode oder Pentode.

Verstärker, RC-gekoppelt

Ein besonders häufig verwendeter Schaltungstyp für den Aufbau von röhrenbetriebenen NF-Verstärkern war die Katoden-Basisschaltung, sowohl mit Trioden (Bild 9), mit Tetroden als auch – und das ganz besonders häufig – mit Pentoden (Bild 10). Das Steuergitter erhielt eine um etwa $-1,5$ bis $-2,5$ V negative Vorspannung gegenüber der Katode. Das kann durch eine zusätzliche Spannungsquelle geschehen. In der Praxis wählte man aber den einfacheren Weg, bei dem man der Katode ein um den gleichen Wert positiveres Potential erteilt. Das erreichte man dadurch, indem man in der Katodenleitung einen Widerstand R_k einfügte, dessen Größe sich nach dem Katodenstrom richtete. Bei einem Katodenstrom I_k von beispielsweise 6,6 mA und einem Katodenwiderstand R_k von 300 Ω ergibt das eine Gittervorspannung von etwa -2 V bezogen auf das Massepotential.

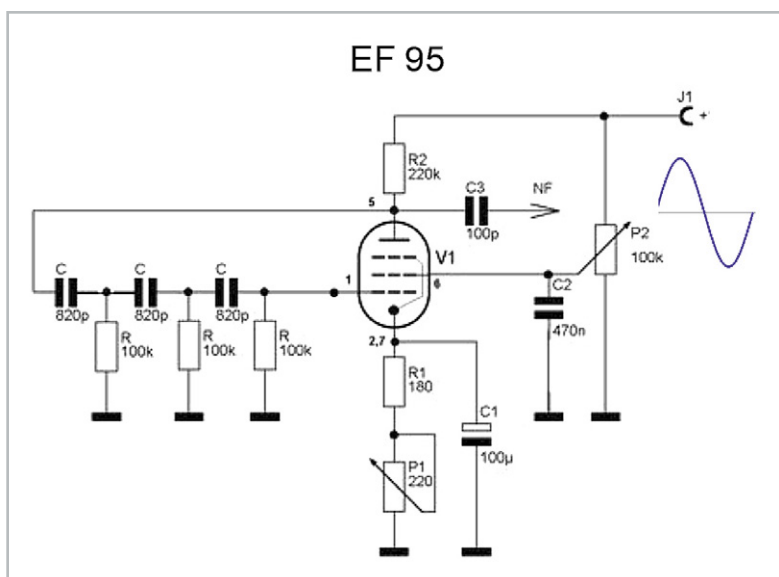


Bild 7: Röhrenbetriebener Phasenschieber-Generator zur Erzeugung eines Sinussignals. Jedes der drei RC-Glieder dreht die Phase um je 60° . Insgesamt dreht das Netzwerk die Phase somit um 180° , was zusammen mit der Phasendrehung durch die Röhre (EF 95) einen Phasenwinkel von 360° ergibt, was zur Selbsterregung des Generators genau ausreicht.

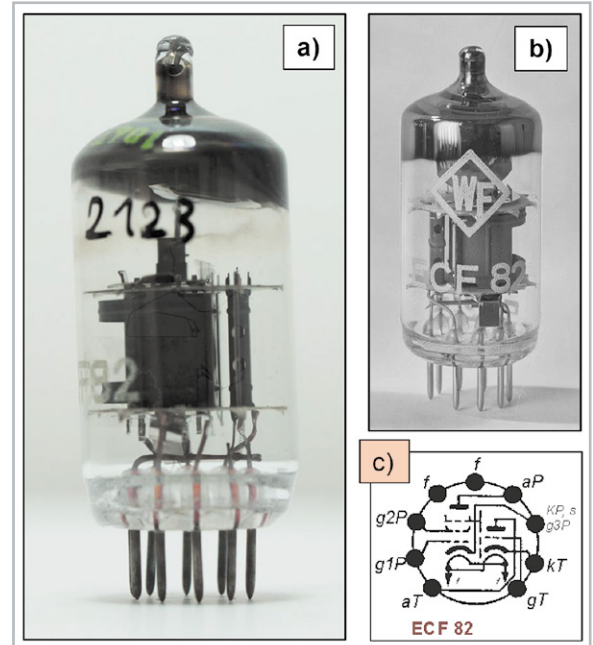


Bild 6: Die Triode-Pentode ECF 82, wie sie auch in der Wienbrücken-Generatorschaltung im Bild 5 Verwendung fand. In der Darstellung a) erkennt man im Inneren der Röhre sehr deutlich zwei getrennte Systeme: Das schmale Triodensystem (rechts) befindet sich in senkrechter Lage zum dickeren Pentodensystem (links). In der Darstellung b) sieht man das schmalere Triodensystem (hier links), deutlich getrennt vom Pentodensystem rechts daneben.

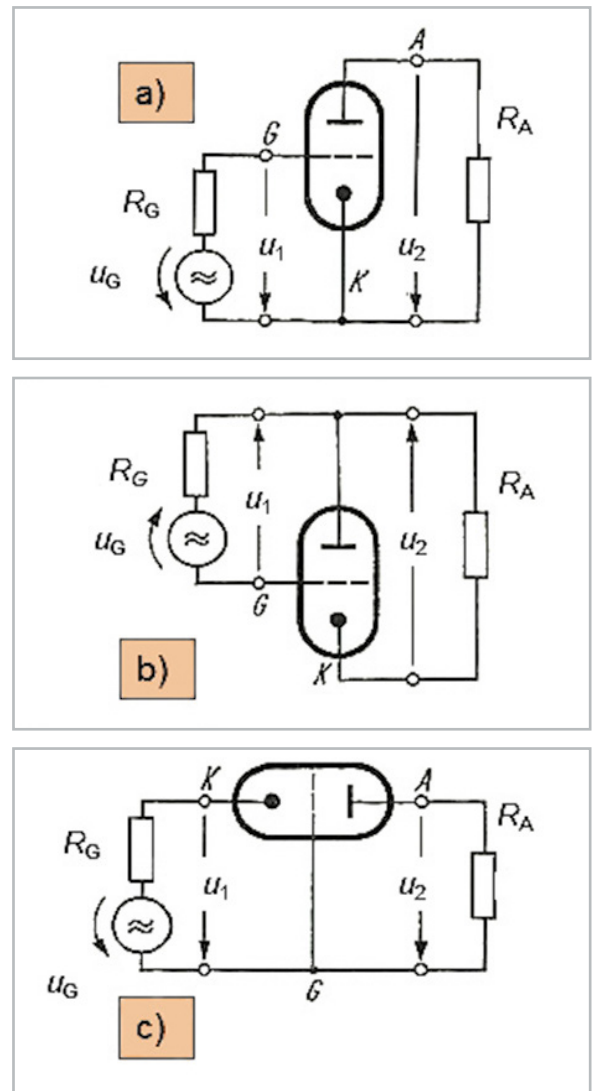


Bild 8: Verstärker-Grundsaltungen (Prinzipdarstellung) a) Katoden-, b) Anoden- und c) Gitter-Basisschaltung

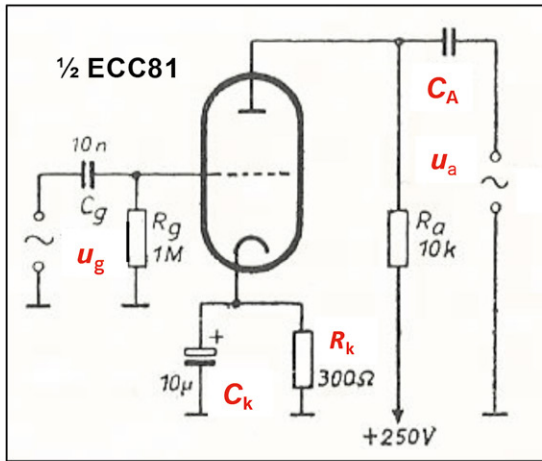


Bild 9: Triode

Links: Schaltbild einer RC-gekoppelten NF-Verstärkerstufe mit Triode und reellem Arbeitswiderstand R_a .

Rechts daneben ein Beispiel für eine Doppeltriode (ECC 81), bei der man die beiden Einzelsysteme deutlich erkennen kann. Unteres Bild: dazugehöriges, typisches U_a - I_a -Kennlinienfeld einer Triode (hier: ECC 81) mit eingetragener Kurve für die maximale Anodenverlust-Leistung $N_{a,max}$.

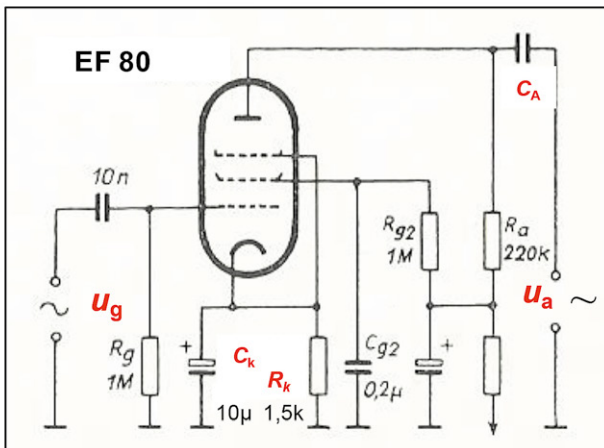
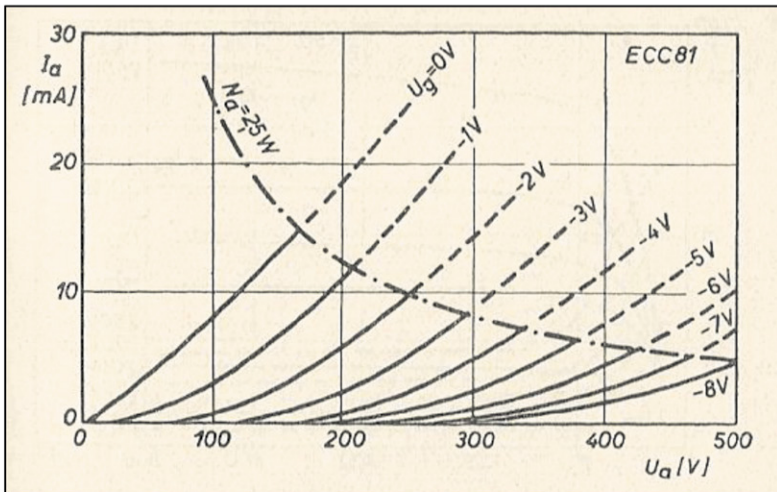
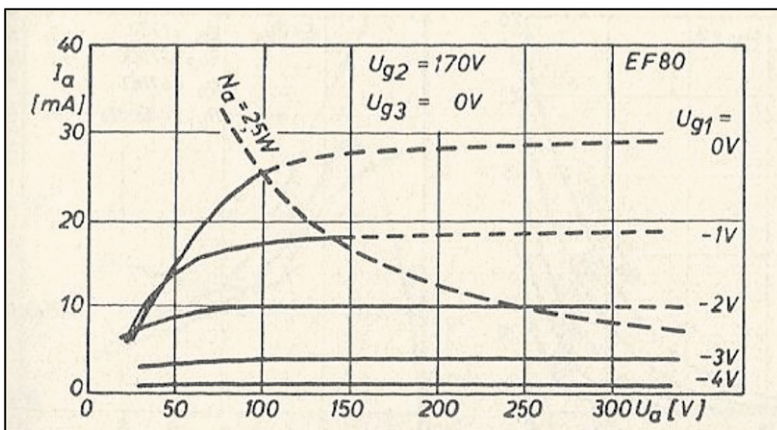


Bild 10: Pentode

Links: Schaltbild einer RC-gekoppelten NF-Verstärkerstufe mit Pentode und reellem Arbeitswiderstand R_a

Rechts: Beispiel für eine Pentode (EF 80)
Unten: typisches U_a - I_a -Kennlinienfeld einer Pentode (hier: EF 80) mit eingetragener Kurve für die maximale Anodenverlust-Leistung $N_{a,max}$.



Eine ans Steuergitter angelegte Gitter-Wechselspannung u_g ruft einen entsprechenden Anodenwechselstrom i_a hervor, der am Außen- oder Arbeitswiderstand R_a eine Anodenwechselspannung u_a entstehen lässt. Das ergibt eine Spannungsverstärkung von $V = u_a/u_g$.

In der Schaltung von Bild 9 hat der dort dargestellte ohmsche Arbeitswiderstand R_a einen Wert von 10 kΩ. Bei einer Betriebsspannung von 250 V und dem im obigen Zahlenbeispiel genannten Anodenstrom (= Katodenstrom) von 6,6 mA ergibt das an 10 kΩ einen Spannungsabfall von $6,6 \text{ mA} \times 10 \text{ k}\Omega = 66 \text{ V}$, d. h. eine Anoden-Gleichspannung von $250 - 66 = 184 \text{ V}$. Wird anstelle des ohmschen Widerstands eine Induktivität in den Anodenkreis eingefügt, deren komplexer Widerstand mit wachsender Frequenz sogar noch ansteigt, so hat die Anodenspannung u_a nahezu denselben Wert wie die Betriebsspannung U_b .

Wie sieht die Situation jetzt bei Verwendung einer Pentode aus? Dazu hilft ein Blick auf das Bild 10. Dort liegt das Bremsgitter auf Kathodenpotential, und das Schirmgitter erhält eine positive Vorspannung. Der grundsätzliche Unterschied offenbart sich aber erst bei einem Vergleich der u_a - i_a -Kennlinienfelder von Trioden und Pentoden. Anfangs, d. h. im Bereich der Stromübernahme des Katodenstroms vom Schirmgitter zur Anode hin, steigen auch bei den Pentoden die Kennlinien noch steil an, biegen dann aber fast horizontal um in eine Art „Pseudosättigung“, quasi wie ein Hinweis darauf, dass die Anodenspannung U_a dort kaum noch Einfluss auf den Anodenstrom i_a hat.

Hat man es mit zwei oder mehreren RC-gekoppelten Verstärkerstufen zu tun, so ist die Verstärkung $V = u_a / u_e = S \cdot R_a$ einer Einzelstufe, innerhalb eines mehrstufigen Verstärkers, nicht nur von ihrem Arbeitswiderstand R_a allein abhängig, sondern zusätzlich auch noch vom Koppelkondensator zur nachfolgenden Stufe sowie vom Gitterableitwiderstand und dem Eingangswiderstand der nächsten Verstärkerstufe. Der kapazitive Widerstand des Koppelkondensators C_A zur nachfolgenden Verstärkerstufe und deren Gitterableitwiderstand R_g bestimmen mit ihrer Zeitkonstanten ($\tau = R_g \cdot C_A$) den Frequenzbereich des Verstärkers nach unten, als untere Grenzfrequenz.

Gegentakt-Verstärker

Endstufe

Genauso wie bei unseren heutigen Transistor-Verstärkern hat man auch früher schon zur Erzielung einer höheren elektrischen Leistung Gegentakt-Endstufen verwendet. Mit Gegentakt-Schaltungen erreicht man zusätzlich noch eine erhebliche Verminderung von Verzerrungen. Der Wirkungsgrad von Gegentakt-Endstufen hängt von der Art ihrer Kennlinien-Einstellung ab. Man unterscheidet dabei zwischen A-, B- und C-Betrieb sowie der AB-Einstellung.

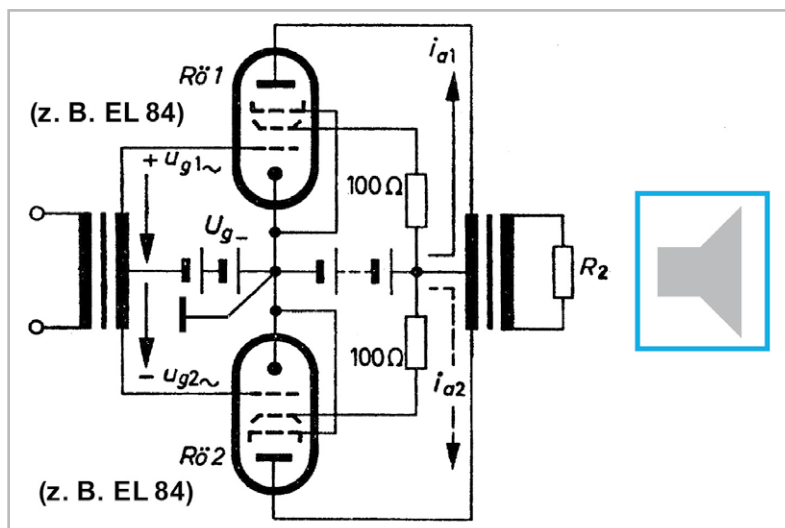


Bild 11: Prinzipdarstellung einer röhrenbestückten Gegentakt-Endstufe mit Übertragern am Eingang und am Ausgang. Der Abschluss kann z. B. ein Lautsprecher sein.

Beim A-Betrieb liegt der Arbeitspunkt jeder der beiden Röhren in der Mitte des geradlinigen Teils der U_g - i_a -Kennlinie. Eine gleichmäßige Aussteuerung ist damit nach beiden Seiten gewährleistet. Der Wirkungsgrad liegt maximal bei 45 %. Übrigens, sämtliche Vorstufen-Röhren und Eintakt-Endstufen arbeiten im A-Betrieb.

Beim B-Betrieb liegt der Arbeitspunkt im unteren Kennlinienknick. Der Aussteuerungsbereich kann so wesentlich erweitert werden. Allerdings ist hier eine zweite, mit der ersten Röhre im Gegentakt-Betrieb arbeitende Röhre erforderlich, da eine Röhre allein jeweils nur eine der beiden Halbwellen verstärkt. Beide Halbwellen werden in einem Ausgangsübertrager zusammengefügt. Infolge der ungleichmäßigen Belastung kann hier die Gittervorspannung nicht wie beim A-Betrieb durch eine Kathoden-Widerstandskombination erzeugt werden. Hier muss eine feste Gittervorspannung angelegt werden. Der Wirkungsgrad erreicht hier maximal einen Wert von etwa 70 %.

Legt man den Arbeitspunkt noch weiter in Richtung des unteren Kennlinienknicks, so spricht man vom C-Betrieb. Der Wirkungsgrad erreicht hier einen Wert von maximal 85 %, allerdings unter Inkaufnahme starker Verzerrungen. Diese Betriebsart ist daher nur für Sender-Endstufen von Interesse.

Bleibt nur noch der AB-Betrieb. Diese Betriebsart nimmt eine Mittelstellung zwischen A- und B-Betrieb ein, vorausgesetzt man hat eine Gegentakt-Endstufe (Bild 11). Bei kleiner Aussteuerung arbeitet eine AB-Endstufe als A-Verstärker, während sie bei großen Amplituden in den B-Betrieb übergeht. Hier wurde die Gittervorspannung U_g bei praxisüblichen Schaltungen durch eine Kathoden-Widerstandskombination erzeugt.

Phasenumkehrstufe

Zur Ansteuerung von Gegentakt-Endstufen benötigt man zwei um 180 Grad phasenverschobene Spannungssignale am Eingang. Eine dafür sehr häufig verwendete Schaltung war die Katodyn-Schaltung (Bild 12). Bei dieser Schaltung ist der Arbeitswiderstand der Röhre aufgeteilt. Der eine Teilwiderstand (R_{L1}) liegt in der Kathodenleitung. Die an ihm abfallende Spannung $+u_2$ ist phasengleich mit der Eingangsspannung, während die am anderen Teilwiderstand

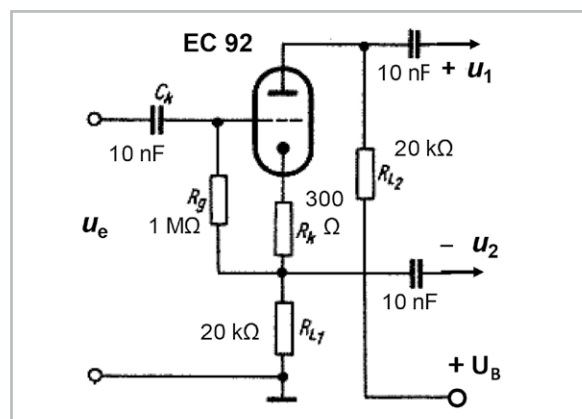


Bild 12: Phasenumkehrstufe (Katodyn-Schaltung)

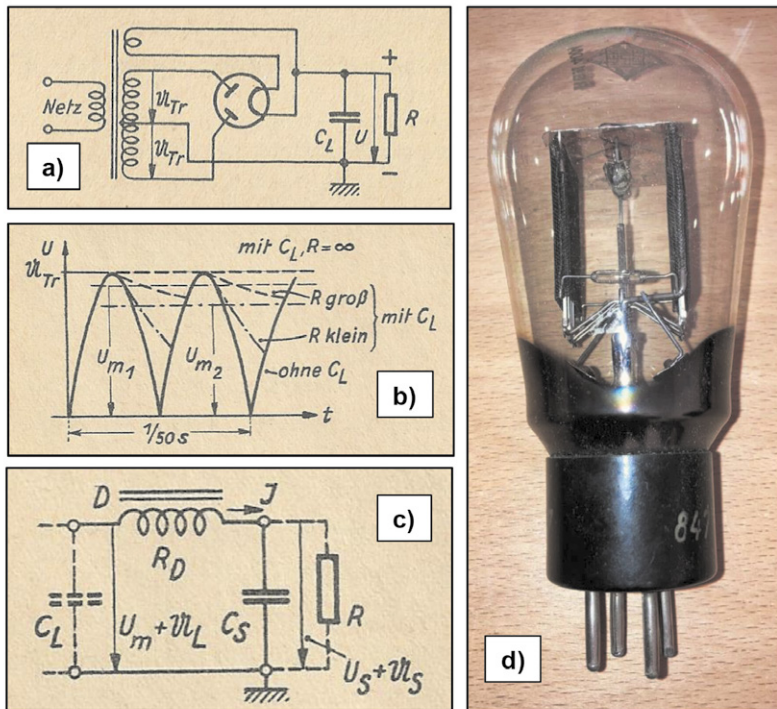


Bild 13: Zweiweg-Gleichrichtung

a) Schaltung mit Doppeldiode, C_L = Ladekondensator ($\geq 8 \mu\text{F}$)b) Spannungsverlauf am Ladekondensator (oben: ohne Last; unten: mit Last R sehr klein)

c) Siebkette hinter der Gleichrichterröhre

d) Ältere Gleichrichterröhre; Typ: RGN 4004 mit Vier-Stift-Europa-Sockel

In älteren deutschsprachigen Dokumentationen wurde das Symbol für Wechselspanngen auch in Sütterlinschrift angegeben.

Weitere Symbole: C_S = Siebkondensator, R_D = Drossel und R = Lastwiderstand

(R_{L2}) abfallende Spannung um 180 Grad phasenverschoben ist. Die negative Gittervorspannung dieser Stufe wird durch einen Serienwiderstand R_k (300Ω) in der Katodenleitung gewonnen. Bei Verwendung zweier genau gleich großer Arbeitswiderstände (R_{L1} und R_{L2}) war diese Schaltung an Phasenreinheit und Spannungsgleichheit nicht zu übertreffen. Die Verstärkung dieser Stufe ist stets kleiner als eins.

Gleichrichtung

Für die Gleichrichtung der Netzwechselfspannung verwendete man früher Gleichrichterröhren. Das konnten Einfachdioden (Einweggleichrichtung) oder auch Doppeldioden (für die Zweiweggleichrichtung, Bild 13a) sein. Letztere Methode hatte sich als die effektivere durchgesetzt, und zwar aufgrund der Tatsache, dass bei ihr beide Halbwellen der Transformatorspannung gleichgerichtet wurden (Bild 13b). Dazu sind auf dem Transformator zwei Wicklungen bzw. zwei Wicklungshälften notwendig. An der für beide Röhrensysteme gemeinsamen Katode, die den positiven Pol der Gleichspannungsquelle bildet, ergibt sich ein Spannungsverlauf, wie er im Bild 13b dargestellt ist. Zur Glättung der gleichgerichteten Spannung wurde hinter den Ladekondensator C_L noch eine Siebkette eingefügt, die aus einer Drossel und aus einem Siebkondensator bestand.

Das Bild 14 zeigt ein Netzteil, wie es auch noch in den 50er-Jahren des letzten Jahrhunderts verwendet wurde. Es erzeugte Gleichspannungen von 250 V bis 300 V und eine Heizspannung von 6,3 V.

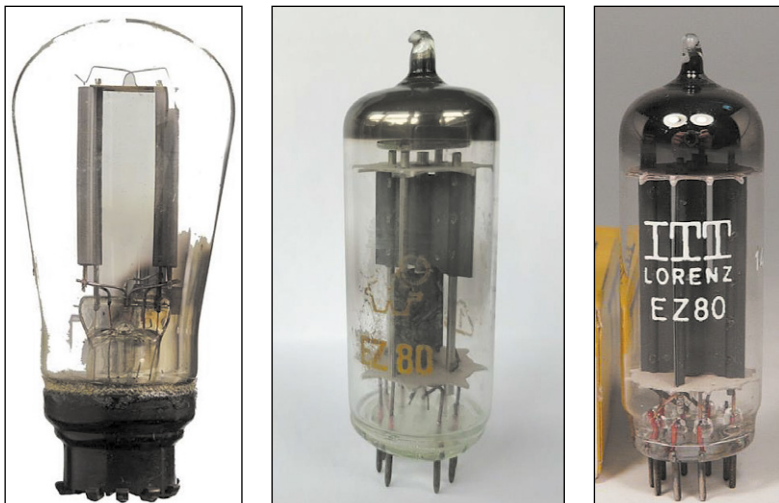
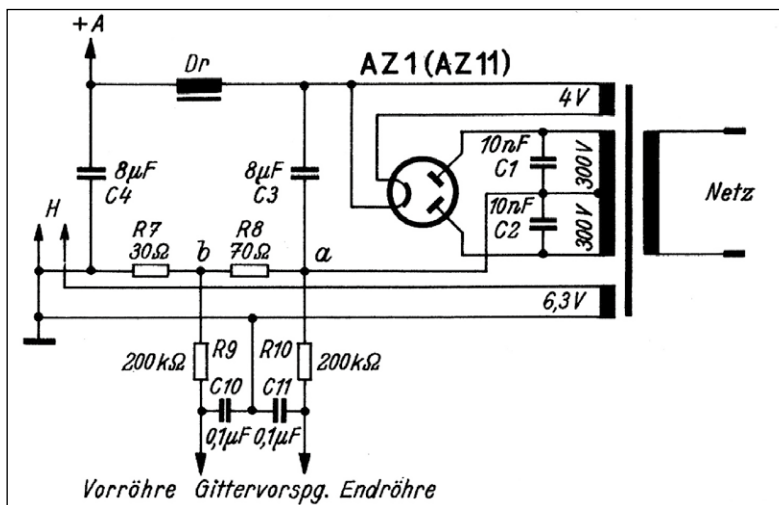


Bild 14: oben: Schaltbild eines Netzteils mit halbbautomatischer Erzeugung von Gittervorspannungen für Vorröhren und Endröhren eines NF-Verstärkers

Unten: Bilder von zwei verschiedenen Doppel-Dioden:

Links: AZ 1 mit Außenkontaktschalter (Heizspannung: 4 V)

Mitte und rechts: EZ 80 (Heizspannung: 6,3 V). Im mittleren Bild erkennt man die beiden Dioden-Systeme besonders deutlich.

Elektronisch stabilisiertes Netzteil

Bild 15 zeigt das Schaltbild eines elektronisch stabilisierten Netzspannungsteils, in dem zwei Elektronenröhren und eine Stabilisatorröhre (hier eine 85 A1) dafür sorgen, dass die am Ausgang der Schaltung verfügbare Gleichspannung innerhalb bestimmter Grenzen weitgehend konstant bleibt, unabhängig davon, ob sich die Netzspannung oder die ausgangseitige Verbraucherlast – innerhalb bestimmter Grenzen – ändert. Zwischen dem Ausgang des Netzgleichrichters und dem Verbraucher liegt der Innenwiderstand der Röhre 1. Die Spannung am Gitter dieser Röhre und damit auch ihr Innenwiderstand werden von der Spannung $+U_B$ am Verbraucher gesteuert, deren Wert an einem einstellbaren Spannungsteiler abgenommen und über eine Pentode Röhre 2 (mit möglichst großer Steilheit S) verstärkt wird. Als Pentode wurde dazu gerne die EF 42 verwendet.

Sinkt nun aus irgendeinem Grund die Spannung des Netzteils unmittelbar hinter dem Gleichrichter ab, so sinkt auch die Spannung am Verbraucher, was – verstärkt durch die Röhre 2 – über die Gitterspannung der geregelten Röhre 1 mitgeteilt wird. Das lässt deren Innenwiderstand absinken. Das wiederum lässt den Spannungsabfall an dieser Röhre zurückgehen, sodass die Spannung am Verbraucher weitgehend konstant bleibt. Bei einer Änderung der Netzspannung um 10 % ändert sich die Verbraucherspannung nur um wenige Promille. Die Bezugsspannung für die Gittervorspannung der Steuerröhre lieferte die Stabilisatorröhre 85 A1, die sich durch eine besonders hohe Konstanz auszeichnete.

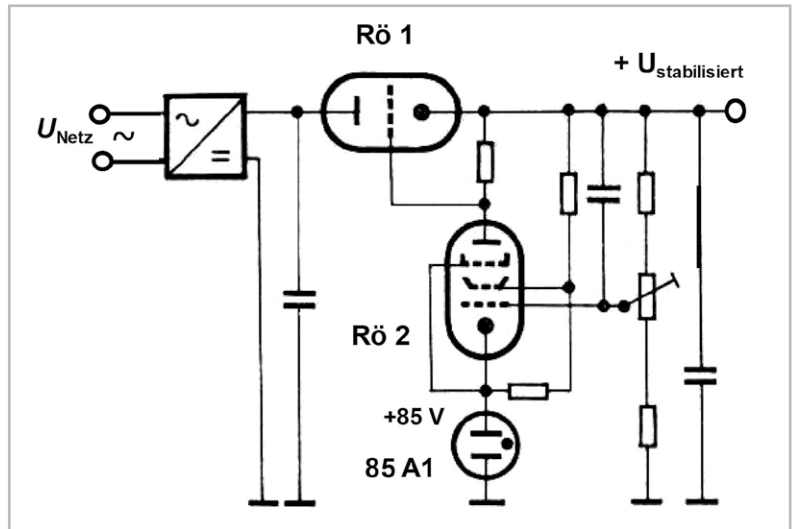


Bild 15: Elektronische Stabilisierung eines Netzspannungsteils. Als geregelte Röhre Röhre 1 wurde früher gern die PL 81 (als Triode geschaltet) verwendet. Als Verstärker-Röhre Röhre 2 setzte man wegen ihrer großen Steilheit die EF 42 oft ein.

Ausblick

Der nachfolgende Teil dieser Serie befasst sich hauptsächlich mit dem Einsatz von Elektronenröhren im Hochfrequenzbereich. Das gilt insbesondere auch für die Schaltungstechnik in der HF-Technik.

Ausführlich behandelt werden in diesem Beitrag Oszillatorschaltungen, Hochfrequenzempfänger mit LC-Schwingkreisen und HF-Verstärker. Dazu gehören u. a. Audion- und Pendelaudion-Schaltungen, Überlagerungsempfänger, ZF-Verstärker für den AM-Rundfunk (mit einer Zwischenfrequenz von 468 kHz) und den FM-Rundfunk (mit einer Zwischenfrequenz von 10,7 MHz), ferner HF-Messgeräte, z. B. auch ein Grid-Dip-Meter u. ä.

ELV

i Weitere Infos

- [1] Veit, I.: Der halbleiterstabilisierte Wienbrückengenerator, radio und fernsehen, Verlag Technik Berlin, 1961, Heft 6, S. 189–192
- [2] Barkhausen, H.: Elektronen-Röhren, Band 2, Verstärker, S. Hirzel Verlag Leipzig, 1954, S. 23–33
- [3] Veit, I.: Elektronenröhren – Ein Rückblick auf die Anfänge der Elektronik, Teil 1, ELVjournal 1/2022: Artikel-Nr. 252464

Immer auf dem neuesten Stand

ELV Newsletter abonnieren und Vorteile sichern!

Abonnieren Sie jetzt unseren regelmäßig erscheinenden Newsletter und Sie werden stets als einer der Ersten über neue Artikel und Angebote informiert.

- ▶ Neueste Technikrends
- ▶ Sonderangebote
- ▶ Tolle Aktionen und Vorteile
- ▶ Kostenlose Fachbeiträge



[de.elv.com/
newsletter](https://de.elv.com/newsletter)



[ch.elv.com/
newsletter](https://ch.elv.com/newsletter)

