

B. Röhrenverstärker

I. Überblick

Die Anwendungsmöglichkeiten der Elektronenröhren sind äußerst vielgestaltig. Ohne Zweifel ist ihr wichtigstes Anwendungsgebiet die Verstärkertechnik. Dieses Gebiet ist wiederum so groß, daß man es nach bestimmten Prinzipien einteilen muß, wenn man den Einsatz der Röhre und die Bemessung der ganzen Schaltung übersichtlich behandeln will.

Je nach dem Frequenzgebiet, und damit zusammenhängend nach der zu übertragenden Bandbreite, unterscheidet man

Gleichstrom- und Gleichspannungsverstärker

Niederfrequenzverstärker

Breitbandverstärker

Hochfrequenzverstärker

Die Gleichstrom- und Gleichspannungsverstärker haben die Aufgabe, kleine und ganz langsame Strom- oder Spannungsschwankungen in große Gleichstrom- oder Gleichspannungsschwankungen umzusetzen. Sie werden vor allem in der Meß- und Regeltechnik benötigt. Vielfach, so zum Beispiel in der Oszillografentechnik, soll ihr Frequenzbereich gleichzeitig bis zu den sehr hohen Frequenzen um 10...100 MHz reichen, so daß sie in diesem Fall mit zu den Breitbandverstärkern zu zählen sind. Das Charakteristische eines Gleichstromverstärkers liegt darin, daß er keine Blindwiderstände hat; vor allem liegen zwischen den einzelnen Röhrenstufen keine Koppelkondensatoren.

Niederfrequenzverstärker sollen die normalen Sprach- und Musikfrequenzbänder verstärken. Je nach den Anforderungen an die Natürlichkeit und Verständlichkeit der Übertragung schwankt das erforderliche Frequenzband zwischen etwa 300 bis 5000 Hz für Personenrufanlagen, Kommandogeräte, Fernsprechanlagen und etwa 50...10000 Hz für gute Musikübertragungsanlagen. Verstärkeranlagen, deren Qualität mit „UKW-Qualität“ oder „High-Fidelity“ (Hi-Fi-Geräte) bezeichnet wird, deren Übertragung völlig naturgetreu sein und den höchsten Anforderungen genügen soll, arbeiten auf einem Frequenzband von etwa 30 Hz...20000 Hz.

Breitbandverstärker werden für den trägerfrequenten Nachrichtenverkehr sowie in der Drahtfunk- und Fernsehtechnik benötigt. Sie müssen sehr breite Frequenzbänder von teilweise 10 Hz bis zu mehreren Megahertz übertragen und dabei völlig verzerrungsfrei arbeiten. NF-Verstärker und Breitbandverstärker heißen auch, weil sie ein breites Band ohne Bevorzugung einzelner Frequenzen verstärken, „aperio-

dische“ Verstärker. Hochfrequenz- oder Resonanzverstärker sind im Gegensatz dazu „selektive“ Verstärker. Sie haben, bedingt durch die Verwendung von Schwingkreisen und Bandfiltern, einen im Vergleich zur Höhe der Frequenzen sehr schmalen Übertragungsbereich. Durch die Beschränkung auf einen engen Frequenzbereich lassen sich in ihnen sehr hohe Verstärkungsziffern je Röhrenstufe erreichen.

Je nach der Art der Kopplung der einzelnen Röhrenstufen werden innerhalb der obenangegebenen Verstärkergruppen unterschieden

Verstärker mit galvanischer Kopplung

Verstärker mit *RC*-Kopplung

Verstärker mit *LC*-Kopplung

Verstärker mit Übertragerkopplung

Verstärker mit Schwingkreis- oder Bandfilterkopplung

Verstärker mit galvanischer Kopplung findet man bei den Gleichstromverstärkern (Bild 78). Zur Vermeidung jeglicher Zeitkonstante wird die Kopplung zweier

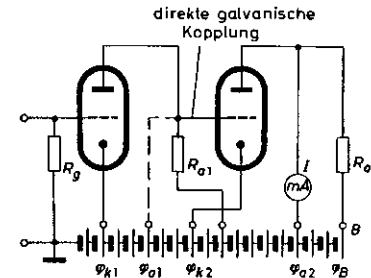


Bild 78. Galvanische Kopplung zweier Röhrenstufen (Prinzip eines Gleichspannungsverstärkers)

Röhrenstufen ohne Koppelkondensatoren durchgeführt. Die Anode der ersten Röhre wird direkt mit dem Gitter der zweiten verbunden. Dies bedingt aber, daß die Katode der zweiten Röhre, damit das Steuergitter ihr gegenüber negativ vorgespannt ist, auf ein Potential φ_{k2} gelegt werden muß, das höher (positiver) als das der Anode der Vorröhre ist. Die Anodenspannung für die zweite Röhre, die der Anode über den Widerstand R_{a2} zugeführt wird, ist auf die vorangegangenen Batteriespannungen aufzustocken; dadurch ergibt sich eine insgesamt sehr hohe Speisespannung. Liegt von der zweiten Röhre der Arbeitspunkt fest, sind also U_{a2} , U_{g2} und I_{a2} bekannt, so läßt sich der Spannungsfall über R_{a2} berechnen. Die Spannungsquelle muß dann im Punkt B das Potential

$$\varphi_B = \varphi_{k2} + U_{a2} + U_{R_{a2}}$$

erhalten. Wird der Strommesser I an seinem unteren Anschlußpunkt fest auf das Ruhpotential $\varphi_{a2} = \varphi_{k2} + U_{a2}$ der Anode gelegt, so ist er im nichtausgesteuerten Zustand des Verstärkers stromlos. Er zeigt dann nur die Änderungen der Eingangsspannung an, und zwar in verstärktem Maße (Abschnitt B.VI.2.).

Verstärker mit *RC*-Kopplung, häufig auch wegen der Verwendung des ohmschen Widerstandes R_a im Anodenweg Widerstandsverstärker genannt (Bild 79a), haben den Vorteil eines breiten Übertragungsbereiches und sehr einfachen Aufbaus, aber den Nachteil, daß am Anodenwiderstand ein großer Gleichspannungsfall auftritt, so daß hohe Batteriespannungen benötigt werden. Diese Verstärker bilden die Grundlage der *NF*- und *Breitband*verstärker.

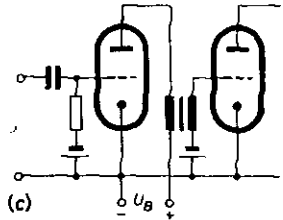
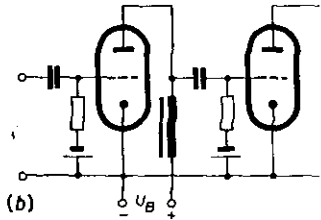
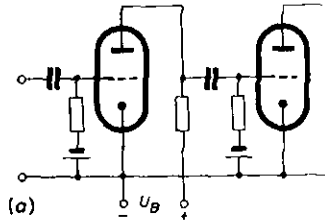


Bild 79. Niederfrequenzverstärker mit (a) *RC*-Kopplung, (b) *LC*-Kopplung und (c) Übertragerkopplung

Der Nachteil einer hohen Spannung der Anodenspeisequelle wird bei den Verstärkern mit Drossel/Kondensator-Kopplung (Bild 79b) und Übertragerkopplung (Bild 79c) vermieden. Dafür bereitet hier die Frequenzabhängigkeit der Drossel und des Übertragers hinsichtlich der gleichmäßigen Übertragung eines breiten Frequenzbandes Schwierigkeiten.

In den Bildern 80 (a und b) ist die Schwingkreis- und Bandfilterkopplung zweier Röhrenstufen wiedergegeben. Diese Kopplungsart kann praktisch nur in den selektiven *HF*-Verstärkern Anwendung finden. Werden die einzelnen Kreise eines mehrstufigen Verstärkers geschickt gegeneinander verstimmt, so kann solchen Schaltungen eine gewisse *Breitbandigkeit* erteilt und ihnen dadurch *Einsatzmöglichkeiten* in der Trägerfrequenztechnik verschafft werden.

Leistungs- oder Kraftverstärker sind Verstärker für mittlere bis große Ausgangsleistungen; sie werden beispielsweise in elektroakustischen Übertragungsanlagen benötigt. Bei ihnen handelt es sich darum, ohne Überschreiten eines höchstzulässigen Klirrfaktors bestimmte große Ausgangsleistungen zu erzielen. Die Gitterwechselspannung ihrer Endröhren ist so groß, daß die Kennlinien dieser Röhren stets weit über den geradlinigen Teil hinaus bis in das Krümmungsgebiet hinein angesteuert werden. Dadurch entstehen starke Verzerrungen, denen man durch günstige Bemessung des Anodenwiderstandes, durch Anwendung der Gegenkopplung und eventuell durch Übergang auf Gegentaktbetrieb begegnen muß.

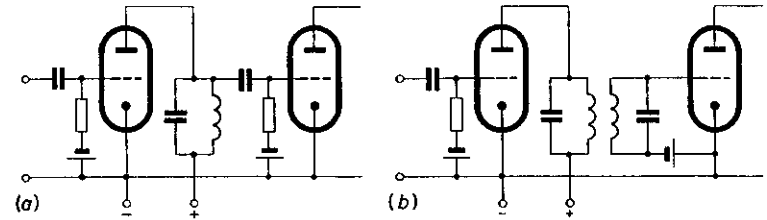


Bild 80. Hochfrequenzverstärker (a) mit Schwingkreis/Kondensator-, (b) mit Bandfilter-Kopplung

Sendeverstärker sind Hochfrequenzverstärker, die nur ein schmales Frequenzband, nämlich den Träger mit seinen beiden Seitenbändern, zu verstärken haben. Die Verzerrungsfreiheit ist hier nicht mehr die Hauptsache, da die bei der Verstärkung entstehenden Oberschwingungen durch nachfolgende Sieb- und Abstimmittel wieder unterdrückt werden können. Das Hauptproblem der Sendeverstärker besteht darin, die geforderte Wechselstromleistung mit möglichst hohem Wirkungsgrad aufzubringen. Je höher der Wirkungsgrad ist, je geringer also die Anodenverlustleistungen im Vergleich zur Nutzleistung sind, mit desto kleineren Röhren kann die Endstufe ausgelegt werden. Die Endröhren von Sendeverstärkern werden bis weit in das Gebiet positiver Gitterspannungen hinein angesteuert. Ihr Arbeitspunkt liegt im Ruhezustand häufig bei starken negativen Vorspannungen im Sperrgebiet der Röhre (*C*-Betrieb). Die Aussteuerung ins positive Gitterspannungsgebiet bedeutet, daß die Steuerung nicht mehr leistungslos erfolgt. Diese gitterseitige Steuerleistung muß von der vorgeschalteten Verstärkerstufe, der sogenannten Treiberstufe, aufgebracht werden.

Das gesamte Gebiet der Röhrenverstärker kann im folgenden keineswegs erschöpfend behandelt werden. Die Untersuchungen beschränken sich vorwiegend darauf, festzustellen, wie in Hinsicht auf Frequenzgang, Klirrfaktor und Leistungsabgabe die Schaltelemente der einzelnen Röhrenstufen und des ganzen Verstärkers zu bemessen sind. Einen verhältnismäßig breiten Raum werden dabei die Gegenkopplungsschaltungen einnehmen. Die Gegenkopplung stellt das Allheilmittel gegen die verschiedenen Unzulänglichkeiten dar, die ein einfacher Verstärker aufweist. Sie linearisiert den Frequenzgang des Verstärkers, verbessert seinen Klirrfaktor, stabi-

Je nach dem Verstärkungsproblem unterscheidet man

- Vorverstärker oder Spannungsverstärker
- Leistungsverstärker oder Kraftverstärker
- Sendeverstärker

Die Vorverstärker sind reine Spannungsverstärker; sie haben nicht die Aufgabe, Wechselstromleistungen zu erzeugen. Sie sollen die Eingangsspannung nur so weit verstärken, daß damit die Endstufe eines Leistungsverstärkers angesteuert werden kann. Bei ihnen spielen das Rausch-, Brumm- und Klingproblem sowie die Anpassung des Verstärkereinganges an die Signalquelle eine große Rolle. Sie müssen sich in ihrer Verstärkung und gegebenenfalls in ihrem Frequenzgang (Tiefen- und Höhenanhebung oder -absenkung) regeln lassen.

lisiert ihn gegen die Einflüsse von Belastungs- und Netzschwankungen oder Alterungserscheinungen der Röhren und ermöglicht eine Änderung des Ein- und Ausgangswiderstandes der Schaltung.

II. Erzeugung der Gittervorspannungen

1. Automatische Erzeugung der Steuergittervorspannung durch Katodenwiderstände

In den bisherigen Schaltungen wurde die negative Gittervorspannung der Einfachheit halber einer kleinen Gitterbatterie entnommen. In modernen Geräten wird keine Gitterbatterie mehr verwendet. Statt dessen wird in den meisten Fällen das Verfahren der „automatischen Gittervorspannungserzeugung“ durch einen Katodenwiderstand benutzt. Nach Bild 81 liegt in der Katodenzuleitung ein Wider-

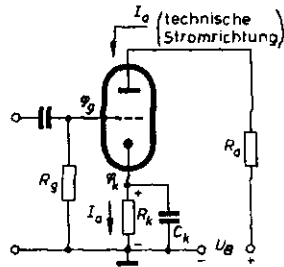


Bild 81. Automatische Erzeugung der Gittervorspannung einer Röhre durch einen Katodenwiderstand R_k

stand R_k . Sein unteres Ende liegt an „Masse“ oder „Erde“ und damit auf dem Bezugspotential Null. An dieses Ende sind auch der Minuspol der Anodenspeisespannungsquelle U_a sowie über den Gitterwiderstand R_g das Gitter angeschlossen. Da sich zeigen wird, daß das Gitter in dieser Schaltung der Katode gegenüber wirklich eine negative Spannung führt, kann kein Gitterstrom fließen und somit über dem Gitterwiderstand R_g kein Spannungsfall auftreten. Mithin hat das Gitter das gleiche Potential wie der untere Anschlußpunkt von R_k , nämlich das Massepotential Null. Dadurch, daß der Katodenwiderstand vom Anodenstrom I_a durchflossen wird, entsteht an ihm ein Spannungsfall $R_k I_a$, der so gerichtet ist, daß das katodenseitige Ende von R_k positiv gegenüber seinem unteren, auf Erdpotential liegenden Ende ist. Dies bedeutet, daß die Katode gegenüber dem Gitter positiv und damit indirekt das Gitter gegenüber der Katode negativ vorgespannt ist. Eine positive Katodenvorspannung ist identisch mit einer negativen Gittervorspannung. Da unter der Gittervorspannung U_g die Spannung U_{gk} zwischen Gitter und Katode verstanden wird und sie gleich dem Unterschied $\varphi_g - \varphi_k$ der Potentiale von Gitter und Katode ist, kann man mathematisch schreiben

$$U_g = U_{gk} = \varphi_g - \varphi_k = 0 - (+R_k I_a)$$

oder

$$U_g = -R_k I_a$$

Man sieht, mit Hilfe eines Katodenwiderstandes kann sich jede Röhre ihre Gittervorspannung selbst erzeugen. Man muß den Katodenwiderstand nur so bemessen, daß das Produkt seines Widerstandswertes mit dem Anodengleichstrom die gewünschte Vorspannung ergibt.

Bei Mehrgitterröhren bestimmt nicht der Anodenstrom I_a allein, sondern der gesamte Emissionsstrom $I_e = I_a + I_{g2}$, der in der Katodenleitung auch Katodenstrom I_k genannt wird, die Vorspannung. Damit eine Vorspannung U_g entsteht, muß

$$R_k = \frac{U_g}{I_k} = \frac{U_g}{I_a + I_{g2}}$$

sein. Die automatische Gittervorspannungserzeugung hat den Vorteil, daß sie den Arbeitspunkt und damit die Steilheit und Verstärkung der Röhre bei Netzspannungsschwankungen stabilisiert. Nimmt beispielsweise die Anodenspannung U_a , wie in Bild 82 dargestellt ist, um ΔU_a auf den Wert $U_a - \Delta U_a$ ab, so würde bei fester Gittervorspannung aus einer Batterie der Arbeitspunkt von A nach A'' gleiten, das heißt in ein Gebiet wesentlich kleinerer Steilheit. Dem würde eine Abnahme der Verstärkung entsprechen. Arbeitet die Röhre dagegen mit automatischer Gittervorspannung, so wird bei einer Anodenspannungsabnahme ebenfalls der Anodenstrom zurückgehen. Seine Änderung wird sich aber in geringeren Grenzen halten, denn der kleinere Anodenstrom hat einen kleineren Spannungsfall am Katodenwiderstand und damit eine Verringerung der Gittervorspannung zur Folge. Dies bedeutet aber, daß sich der Arbeitspunkt nicht nach A'', sondern etwas höher nach A' hin verschiebt. Zur genauen Auffindung des neuen Arbeitspunktes A' wird in das I_a/U_g -Kennlinienfeld die Widerstandsgerade des Katodenwiderstandes eingezeichnet. Ähnlich den Verhältnissen im Anodenkreis muß A' einmal auf der für das neue $U'_a = U_a - \Delta U_a$ gültigen Kennlinie liegen, zum anderen muß A' auf der Widerstandsgeraden R_k liegen. Diese Gerade gibt an, auf welchen Wert sich die Spannung an R_k und damit die Vorspannung U_g ändert, wenn sich I_a ändert. Wie Bild 82 erkennen läßt, ist bei automatischer Gittervorspannung die tatsächliche Anodenstromänderung $\Delta I'$ kleiner als das $\Delta I''$ im Fall konstanter Gittervorspannung.

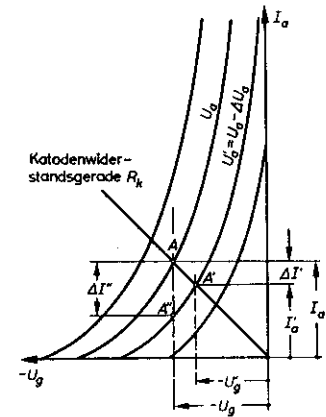


Bild 82. Zur stabilisierenden Wirkung der automatischen Gittervorspannung auf die Lage des Arbeitspunktes einer Röhre bei schwankender Anodenspannung

Beim Aufsuchen des Arbeitspunktes von Röhren, die mit automatischer Vorspannung arbeiten, muß strenggenommen berücksichtigt werden, daß die wahre Anodenspannung – also die Spannung zwischen Anode und Katode – um den Span-

nungsfall an R_k , das heißt um den Betrag der Gittervorspannung, kleiner als in den bisherigen Fällen mit gesonderter Gitterbatterie ist. Ohne Katodenwiderstand ist rechnerisch $U_{a-} = U_B - U_{k-}$; mit Katodenwiderstand gilt, wenn man die Katodenspannung $I_{k-} R_k$ mit U_{k-} bezeichnet, $U_{a-} = U_B - (U_{R_{a-}} + U_{k-})$. Wird der Arbeitspunkt grafisch ermittelt, muß der Konstruktion der Gleichstromwiderstandsgeraden im I_a/U_a -Diagramm strenggenommen ebenfalls der Wert $R_a + R_k$ zugrunde gelegt werden; dies vor allem dann, wenn es sich um hohe Gittervorspannungen handelt, wie sie zum Beispiel Endtrioden verlangen. Bei Vorverstärkern mit ihren kleinen Gittervorspannungen und hohen Anodenwiderständen kann R_k gegenüber R_a meistens vernachlässigt werden.

Ähnlich liegen die Verhältnisse hinsichtlich der Wechselstromvorgänge. Solange der Katodenwiderstand nicht durch einen Kondensator überbrückt ist, hat die Wechselstromwiderstandsgerade im I_a/U_a -Kennlinienfeld den Wert $R'_{a-} = R_a + R_k$.

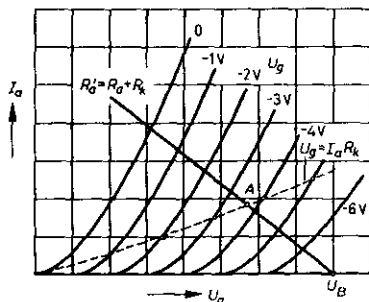


Bild 83. Grafische Ermittlung des Arbeitspunktes, wenn R_a , R_k und U_B gegeben sind

Von der im Diagramm abgegriffenen Wechselspannung wird aber nur der an R_a liegende Bruchteil an die nächste Röhre weitergegeben. In der Praxis ist es meistens so, daß der Katodenwiderstand für die Wechselströme durch einen Kondensator überbrückt und diese $R_k C_k$ -Kombination so bemessen ist, daß sie keinen merklichen Wechselstromwiderstand hat. Dann ist bei der grafischen Untersuchung der Wechselstromvorgänge nur mit R_a als anodenseitigem Belastungswiderstand zu rechnen und dementsprechend der Konstruktion der Wechselstromwiderstandsgeraden nur der Wert R_a zugrunde zu legen.

Sind weder U_a , I_a noch U_g , sondern nur die Ohmwerte der Widerstände R_a und R_k sowie die Batteriespannung U_B bekannt, findet man nach Bild 83 den sich einstellenden Arbeitspunkt A dadurch, daß man den Schnittpunkt der Anodenwiderstandsgeraden $R'_a = R_a + R_k$ mit der schwachgekrümmten, punktweise zu konstruierenden Kurve $U_g = I_a R_k$ zum Schnitt bringt.

Wie aus der Grundschialtung im Bild 81 hervorgeht, werden die Katodenwiderstände durch Kondensatoren genügender Größe überbrückt. Geschieht dies nicht, so ruft der Anodenwechselstrom am Katodenwiderstand eine Wechselspannung $u_{k-} = R_k i_{a-}$ hervor, um die das Katodenpotential hin- und herschwankt. Die Phasenverhältnisse zwischen der Eingangswechselspannung u_{e-} und der Katoden-

wechselspannung u_{k-} sind dabei, wie im Bild 84 dargestellt ist, so, daß u_{k-} der angelegten Eingangsspannung u_{e-} entgegenwirkt. Die zwischen Gitter und Katode resultierend wirksame Wechselspannung u_{g-} ist um u_{k-} kleiner als u_{e-} . Nimmt beispielsweise u_{e-} positiv zu, so wachsen i_{a-} und damit auch $u_{k-} = i_{a-} R_k$. Wird

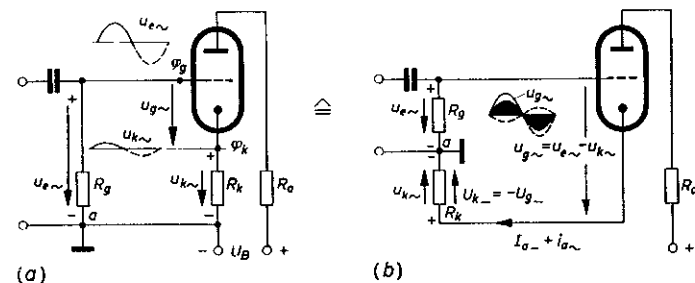


Bild 84. Zum Nachweis des Rückganges der resultierenden Steuerwechselspannung bei nichtüberbrücktem Katodenwiderstand. (a) Normales Schaltbild; (b) Schaltung so gezeichnet, daß man deutlich die Gegeneinanderschaltung von u_{e-} und u_{k-} erkennt

nun der Punkt a durch Erdung auf konstantem Potential gehalten, so wachsen ihm gegenüber gleichzeitig sowohl das Gitterwechselpotential $\varphi_g = u_{e-}$ als auch das Katodenpotential $\varphi_k = u_{k-}$ positiv an. Da die resultierende Gitterwechselspannung u_{g-} gleich dem Potentialunterschied von Gitter und Katode ist, ergibt sich

$$u_{g-} = \varphi_g - \varphi_k = u_{e-} - u_{k-}$$

Ein Verlust an Steuerspannung kann nur vermieden werden, wenn man durch Parallelschalten eines genügend großen Kondensators zu R_k dafür sorgt, daß sich an der $R_k C_k$ -Kombination keine wesentliche Wechselspannung ausbildet. Bei Verstärkern, in denen man einen Verstärkungsüberschuß hat, läßt man C_k manchmal fort oder legt ihn nur über einen Teil von R_k . In diesem Falle findet eine Gegenkopplung – so bezeichnet man den Vorgang, wenn ein Teil der Anodenkreisenergie über den Katodenkreis auf den Gitterkreis zurückwirkt – statt. Man benutzt sie gern zur Verminderung der in der betreffenden Röhre entstehenden Verzerrungen (Abschnitt B.III.8.a).

Der Überbrückungskondensator C_k muß, wenn er auch bei den tiefsten zu übertragenden Frequenzen wirksam sein soll, ziemlich groß sein. Läßt man bei der tiefsten Frequenz f_u einen Verstärkungsverlust von 5% oder etwa 0,5 dB zu, so muß C_k eine Größe haben, die sich aus folgenden zugeschnittenen Größengleichungen berechnet:

$$\text{bei Pentoden mit } R_a \ll R_k \quad \frac{C_k}{\mu F} = 500 \frac{S/(\text{mA/V})}{f_u/\text{Hz}} \quad (56)$$

$$\text{bei Trioden} \quad \frac{C_k}{\mu F} = 500 \frac{1}{D (R_a/k\Omega + R_k/k\Omega) f_u/\text{Hz}} \quad (57)$$

Häufig wird in den Rundfunkempfängerschaltungen gewählt bei

NF-Verstärkerröhren	$C_k = 4 \dots 10 \mu F$
Lautsprecherröhren	$C_k = 10 \dots 100 \mu F$
HF-Verstärkerröhren	$C_k = 0,02 \dots 1 \mu F$

Die Gl. (56) und (57) lassen sich folgendermaßen ableiten:

Ohne Gegenkopplung ist bei reellem R_a

$$\mathfrak{U}_e = S \mathfrak{U}_i = S(\mathfrak{U}_e + D \mathfrak{U}_a) = S(\mathfrak{U}_e - D \mathfrak{U}_k R_a)$$

oder, da hier die Gitterwechselspannung $\mathfrak{U}_e$ gleich der Eingangsspannung $\mathfrak{U}_i$ ist,

$$\mathfrak{U}_a = S(\mathfrak{U}_e - D \mathfrak{U}_k R_a)$$

Mit Gegenkopplung setzt sich die wirksame Gitterwechselspannung aus $\mathfrak{U}_e$ und $\mathfrak{U}_k$ zusammen. Wie oben gezeigt wurde, ist $\mathfrak{U}_e = \mathfrak{U}_i - \mathfrak{U}_k = \mathfrak{U}_i - \mathfrak{U}_k \mathfrak{R}$.

Hierdurch gilt jetzt

$$\mathfrak{U}_a = S[\mathfrak{U}_i - \mathfrak{U}_k \mathfrak{R} - D \mathfrak{U}_k (R_a + \mathfrak{R}_k)]$$

Der Strich soll die Größen bei Berücksichtigung der Gegenkopplung kennzeichnen.

Nach $\mathfrak{U}_k$ aufgelöst, ergibt sich

$$\mathfrak{U}_a' [1 + S \mathfrak{R}_k + S D (R_a + \mathfrak{R}_k)] = S \mathfrak{U}_i$$

oder

$$\mathfrak{U}_a' = \frac{S \mathfrak{U}_i}{1 + S \mathfrak{R}_k + S D (R_a + \mathfrak{R}_k)}$$

Damit nimmt die am Anodenwiderstand R_a auftretende Wechselspannung $\mathfrak{U}_a'$ den Wert an

$$\mathfrak{U}_a' = (-) \mathfrak{U}_a R_a = (-) \frac{S R_a}{1 + S \mathfrak{R}_k + S D (R_a + \mathfrak{R}_k)} \mathfrak{U}_i$$

Dies bedeutet, daß die Verstärkung v' der Röhrenschaltung bei Gegenkopplung die Größe hat

$$v' = (-) \frac{\mathfrak{U}_a'}{\mathfrak{U}_i} = \frac{S R_a}{1 + S \mathfrak{R}_k + S D (R_a + \mathfrak{R}_k)}$$

Der reziproke Wert davon lautet

$$\frac{1}{v'} = \frac{1 + S \mathfrak{R}_k + S D (R_a + \mathfrak{R}_k)}{S R_a} = \frac{1 + S D R_a}{S R_a} + \frac{\mathfrak{R}_k (1 + D)}{R_a} \quad (58)$$

Ohne Gegenkopplung würde die Verstärkung beziehungsweise ihr Reziprokwert wegen der reellen Belastung eine Größe haben von

$$v = v = \frac{S R_a}{1 + S D R_a} \quad \text{beziehungsweise} \quad \frac{1}{v} = \frac{1}{v} = \frac{1 + S D R_a}{S R_a} \quad (59)$$

Der Vergleich von Gl. (58) und (59) ergibt

$$\frac{1}{v'} = \frac{1}{v} + \frac{\mathfrak{R}_k}{R_a} (1 + D) = \frac{1}{v} \left[1 + \frac{\mathfrak{R}_k}{R_a} (1 + D) v \right]$$

Dies läßt sich umformen in

$$v' = \frac{v}{1 + \frac{\mathfrak{R}_k}{R_a} (1 + D) v}$$

Wenn man den im allgemeinen kleinen Durchgriff D gegenüber Eins vernachlässigt erhält man angenähert

$$v' \approx \frac{v}{1 + \frac{\mathfrak{R}_k}{R_a} v} \quad (60)$$

Das Verhältnis $\mathfrak{R}_k/R_a$, das zugleich das Verhältnis der gegengekoppelten Spannung $\mathfrak{U}_k$ zu der an die nächste Röhre oder den Verbraucher abgegebenen Spannung $\mathfrak{U}_a'$ darstellt, wird Gegenkopplungsfaktor genannt und mit $\mathfrak{R}$ bezeichnet (Abschnitt B.III.8.a). Führt man

$$\mathfrak{R} = \frac{\mathfrak{R}_k}{R_a}$$

in Gl. (60) ein, wird

$$v' = \frac{v}{1 + \mathfrak{R} v} \quad (61)$$

Den absoluten Verstärkungsverlust Δv beziehungsweise den relativen Verstärkungsverlust $\Delta v/v$ gewinnt man aus folgendem Ansatz: Ohne Gegenkopplung herrscht die Verstärkung v , mit Gegenkopplung hat sie rein betragsmäßig den Wert $v' = |v'|$. Dies bedeutet, absolut betrachtet, einen Verlust von $\Delta v = v - |v'|$. Für den relativen Verstärkungsverlust ergibt sich damit

$$\frac{\Delta v}{v} = \frac{v - |v'|}{v} = 1 - \frac{|v'|}{v}$$

oder unter Berücksichtigung von Gl. (61)

$$\frac{\Delta v}{v} = 1 - \left| \frac{1}{1 + \mathfrak{R} v} \right|$$

Da beim kapazitiv überbrückten Katodenwiderstand der kapazitive Widerstand $1/\omega C_k$ immer wesentlich kleiner als R_k ist – sonst würde ja die Gegenkopplung nicht aufgehoben oder zumindest nicht frequenzunabhängig sein –, wird $\mathfrak{R}_k$ praktisch kapazitiv sein, und zwar nahezu gleich $1/j\omega C_k$. Damit nimmt der Gegenkopplungsfaktor die Form an

$$\mathfrak{R} = \frac{\mathfrak{R}_k}{R_a} \approx \frac{1}{j\omega C_k R_a} = -j \frac{1}{\omega C_k R_a}$$

und es wird

$$\frac{\Delta v}{v} = 1 - \frac{1}{|1 + v \mathfrak{R}|} \approx 1 - \frac{1}{\left| 1 - j \frac{v}{\omega C_k R_a} \right|} = 1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{v}{\omega C_k R_a} \right)^2}} \quad (62)$$

Gl. (62) ermöglicht es, bei vorgeschriebenem maximalem Verstärkungsverlust den erforderlichen Katodenkondensator C_k zu berechnen. Die Auflösung nach C_k ergibt zunächst

$$1 + \left(\frac{v}{\omega C_k R_a} \right)^2 = \frac{1}{\left(1 - \frac{\Delta v}{v} \right)^2}$$

oder

$$\frac{v}{\omega C_k R_a} = \sqrt{\frac{1}{\left(1 - \frac{\Delta v}{v}\right)^2} - 1}$$

Daraus folgt

$$G_k = \frac{v}{\omega R_a} \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\left(1 - \frac{\Delta v}{v}\right)^2} - 1}}$$

Wird zum Beispiel bei der tiefsten zu übertragenden Frequenz ω_u ein Verstärkungsverlust von $\Delta v/v = 5\%$ zugelassen, so muß C_k einen Wert haben von

$$C_k \approx \frac{3v}{\omega_p R_p}$$

Bei Pentoden gilt mit guter Näherung $v \approx S R_a$; bei Trioden hat der Verstärkungsfaktor den Wert $v = \frac{1}{D} \frac{R_a}{R_i + R_a}$. Hierdurch ergibt sich für diese beiden Röhrentypen bei 5% Verstärkungsverlust

$$C_k \approx \frac{3S}{\omega_k} \quad \text{bei Pentoden}$$

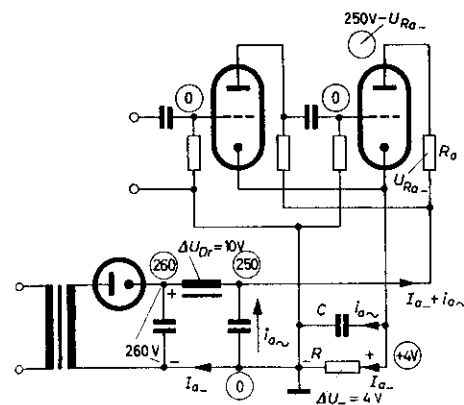
$$C_k \approx \frac{3}{D(R_t + R_a)\omega_u} \quad \text{bei Trioden}$$

Diese Formeln lassen sich, wenn man statt ω_u die Frequenz f_u einführt, ohne weiteres in die in Gl. (56) und (57) benutzte Form einer zugeschnittenen Größengleichung überführen.

2. Halbautomatische Erzeugung der Steuergittervorspannung durch einen Widerstand im Netzteil

Die Gittervorspannung läßt sich auch durch gutgesiebte Abgriffe im Netzteil erzeugen. Bild 85 zeigt eine Schaltungsmöglichkeit, zwei weitere Möglichkeiten sind in den Bildern 91 (a) und (b) angegeben. In diesen Schaltungen geschieht im Grunde genommen dasselbe wie in der Schaltung mit Katodenwiderstand. Der einzige Unterschied liegt darin, daß in der halbautomatischen Schaltung nicht jede Röhre für sich allein ihre Vorspannung herstellt, sondern alle Röhren gemeinsam die Erzeugung der Gittervorspannung oder -vorspannungen vornehmen. Die Anoden-

ströme sämtlicher Röhren fließen über einen Widerstand R , der im Netzteil liegt. Die an ihm auftretende Spannung dient zur Vorspannung der Röhren. Werden verschiedene Vorspannungen benötigt, so wird der Widerstand R mit entsprechenden Anzapfungen versehen. Die halbautomatische Schaltung hat den Vorteil, daß für die Spannungserzeugung nur ein Widerstand und ein Kondensator gebraucht werden, aber den Nachteil, daß sich, wenn der Siebkondensator C nicht genügend groß ist, dann an C und R eine kleine Wechselspannung der Nutzfrequenz ausbildet, um die das Potential aller Katoden schwankt. Dies ist insofern gefährlich, als dadurch ein Teil der verstärkten Energie der Ausgangsstufe auf die Eingangs-



**Bild 85. Halbautomatische
Gittervorspannung durch einen
Widerstand R im Netzteil**

stufen zurückgekoppelt wird, was je nach der Phasenlage entweder eine Gegenkopplung oder eine Mitkopplung bedeuten kann und im letzten Fall leicht zur Selbsterregung der Schaltung führt. Man sagt, die einzelnen Röhren sind durch den gemeinsamen, nicht wirksam genug überbrückten Widerstand miteinander gekoppelt. Erzeugt jede Röhre ihre Vorspannung durch einen eigenen Katodenwiderstand selbst, so sind die einzelnen Verstärkerstufen voneinander entkoppelt; dann kann, jedenfalls auf diesem Wege, keine Rückkopplung und Selbsterregung stattfinden.

Es gibt Röhren, die eine halbautomatische Gittervorspannung verlangen, so zum Beispiel einige Mehrfachröhren mit gemeinsamer Katode. Zu nennen sind hier die Röhren ECL 11 und VCL 11. Würde man die Gittervorspannungen dieser Röhrensysteme durch einen Katodenwiderstand erzeugen und den Katodenkondensator nicht ganz extrem groß wählen, so würden kleine Wechselfspannungen an R_k , hervorgerufen durch den Anodenwechselstrom der Endröhre (L-System), durch ihre ungünstige Phasenlage für das Triodensystem eine Mitkopplung bedeuten und die Gefahr der Selbsterregung heraufbeschwören. Bei halbautomatischer Gittervorspannungserzeugung im Netzteil kann dies nicht in dem Maße geschehen, da hier über R die Ströme aller Röhren fließen und eine ausgleichende Wirkung auf den störenden Einfluß des Stromes einer einzelnen Röhre ausüben.

3. Erzeugung der Gittervorspannung durch sehr großen Gitterwiderstand

In den hochempfindlichen Eingangsstufen von NF-Verstärkern mit ihren ganz geringen Signalspannungen hat man oft Schwierigkeiten mit dem Netzbrumm. Wenn die Isolation zwischen dem einseitig oder symmetrisch geordneten Heizfaden HH und der Katode K der Eingangsrohre (Bild 86) nicht ganz einwandfrei ist, fließt über die Isolationswiderstände R_{is} und den Katodenwiderstand R_k ein „Isolationsbrummstrom“ mit der Frequenz 50 Hz. Er ruft an R_k eine Brummspannung hervor, die sich als Katodenwechselspannung dem Gitterkreis mitteilt und dort der Nutzspannung überlagert. Der Isolationsbrumm macht sich um so stärker bemerkbar, je größer der Katodenwiderstand und je kleiner der Überbrückungskonden-

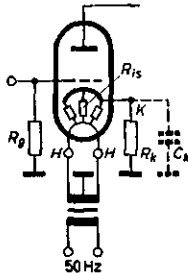


Bild 86. Zur Entstehung einer Brummspannung bei mangelhafter Isolation zwischen Heizfaden und Katode

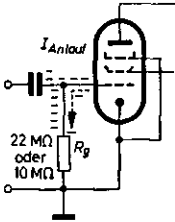


Bild 87. Erzeugung der Gitterspannung unter Ausnutzung des Anlaufeffektes des Gitterstromes durch einen extrem großen Gitterwiderstand von 10 oder 22 MΩ

sator ist. Er wird dann besonders störend, wenn das Nutzsignal sehr schwach ist. Daraus folgt als erstes, daß die Eingangsstufen von NF-Verstärkern für kleine Eingangsspannungen praktisch nie ohne Katodenkondensator betrieben werden dürfen, so gern man das vielleicht auch aus Gründen einer wirkungsvollen Gegenkopplung und in Hinsicht auf die Übertragung extrem niedriger Frequenzen tun würde.

In besonders kritischen Fällen muß man sogar den Katodenwiderstand ganz entfernen und die Katode direkt an Masse legen (Bild 87). Es fließt dann zwar weiterhin ein Isolationsbrummstrom, aber er kann, da er nirgends einen Widerstand vorfindet, keine Spannung hervorrufen, die sich der Nutzspannung störend überlagert oder aufmoduliert. Um nun hier dem Gitter eine negative Vorspannung zu erteilen, schaltet man in die Gitterleitung einen sehr hochohmigen Gitterwiderstand von 10 MΩ oder 22 MΩ. Auf Grund des Anlaufeffektes nimmt das Gitter aus dem Katodenraum einige wenige Elektronen auf, die bei ihrem Abfluß über den Gitterwiderstand zurück zur Katode an ihm eine negative Vorspannung von etwa 1 V aufbauen. Der hierfür verbrauchte Gitterstrom ist äußerst gering. Aus $U_g = 1$ V und $R_g = 10$ MΩ oder 22 MΩ folgt $I_g = 0,1 \dots 0,05 \mu A$. Die durch den Gitterstrom erzeugte Vorspannung von etwa 1 V ist nicht groß, aber verglichen mit den kleinen

Signalspannungen, die die erste Verstärkerstufe zu verarbeiten hat, genügt sie vollauf.

Nicht alle Röhren gestatten, die Gittervorspannung unter Ausnutzung des Anlauf-effektes durch hohe Gitterwiderstände herzustellen. Es gibt nur einige wenige Röhren, die dies ermöglichen, so zum Beispiel die NF-Röhren EF 86, EF 804, EF 804 S und ECC 83 sowie die HF-Pentode EF 89.

4. Erhöhte Katodenvorspannung und Erzeugung der Gittervorspannung durch Spannungsteilung aus der positiven Batteriespannung

Bei Röhren mit Steilheiten über 10 mA/V machen sich Streuungen im Röhrenaufbau und in den Betriebswerten stärker bemerkbar als bei Röhren mit geringer Steilheit. Hohe Steilheiten sind an sich sehr erwünscht. Sie bedingen eine hohe Güte S/D der Röhre. Man erreicht sie durch große Katodenoberflächen und einen ge-

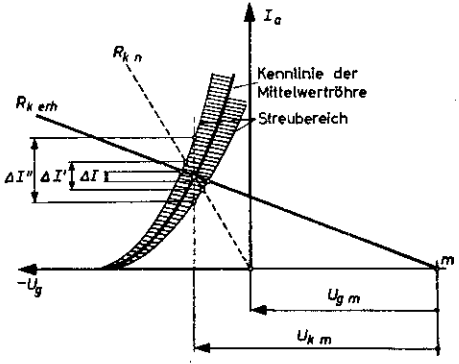


Bild 88. Stabilisierung des Arbeitspunktes steiler Röhren durch starke Erhöhung des Katodenwiderstandes R_k . U_{gm} = positive Vorspannung des Gitters gegen Masse; U_{km} = positive Vorspannung der Katode gegen Masse

ringen Abstand zwischen Steuergitter und Katode. Je kleiner der Gitter/Katoden-Abstand ist, desto stärker wirken sich kleinste, in der Fertigung unvermeidbare Abweichungen vom Sollwert des Abstandes auf den Anodenruhestrom und über ihn auf die Kennwerte und übrigen Betriebseigenschaften der Röhre aus. Bei sehr steilen Röhren muß deshalb häufig etwas Besonderes getan werden, um den Arbeitspunkt in seiner Höhenlage, also seinem Stromwert, zu stabilisieren [4].

Im Bild 88 ist die I_a/U_g -Kennlinie einer Mittelwertrohre dickausgezogen einge-tragen. Die beiden dünngezeichneten Kennlinien geben die Grenzen des möglichen Streubereiches an. Ähnlich wie im Bild 82 bei fester Gittervorspannung, aber schwankender Anodenspannung der Arbeitspunkt auf einer Senkrechten wandert, so ist auch im Fall von Röhrenstreuungen und fester Gittervorspannung die Lage des Arbeitspunktes innerhalb des $\Delta I''$ -Strebereiches unsicher. Bei Anwendung der automatischen Gittervorspannung mit einem normalen Katodenwiderstand R_{kn}

(gestrichelte Widerstandsgerade R_{k_n} aus dem Koordinatennullpunkt heraus) ist die Schwankung $\Delta I'$ schon geringer.

Soll der Streubereich noch stärker eingengt werden, so muß in die Katodenleitung ein wesentlich erhöhter Widerstand $R_{k_{erk}}$ eingesetzt werden. Je größer R_k ist, desto flacher verläuft seine Widerstandsgerade und desto geringer ist die Wanderung ΔI des Arbeitspunktes in senkrechter Richtung. Bei einem großen R_k genügt schon eine ganz geringe Anodenstromänderung, um die Gittervorspannung so wirksam zu verschieben, daß der Arbeitspunkt praktisch auf seiner alten Höhe festgehalten wird. Der hohe Katodenwiderstand bewirkt, daß das Katodenpotential φ_k stark ins Positive verschoben wird. Damit nun das Gitter seine vorgesehene nega-

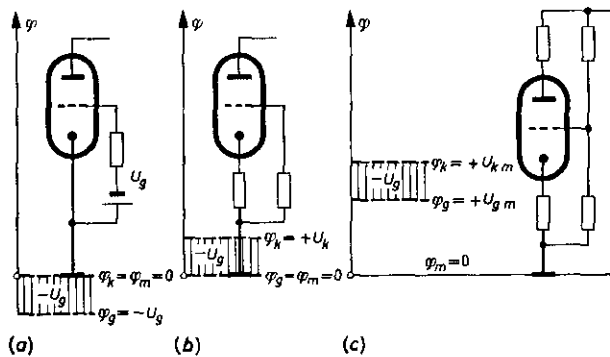


Bild 89 (a bis c). Potentialverhältnisse an Katode und Gitter einer Röhre bei verschiedener Erzeugung der Gittervorspannung

tive Spannung gegenüber der Katode behält, muß es potentialmäßig ebenfalls ins Positive verschoben werden, aber nicht ganz so weit. Sein Potential φ_g muß um den Wert der gewünschten Vorspannung unter dem der Katode bleiben. Auf diese Weise wird zugleich erreicht, daß die flache Widerstandsgerade $R_{k_{erk}}$ nicht aus dem Nullpunkt des Koordinatensystems, sondern aus dem weit rechts gelegenen Potentialnullpunkt m kommt und durch den alten Arbeitspunkt A geht.

Im Bild 89 wurden des besseren Verständnisses wegen für die verschiedenen Grundschaltungen die Potentialverhältnisse am Gitter und an der Katode grafisch dargestellt. Im Bild 89(a) sieht man, daß bei fester Gittervorspannung durch eine Batterie die Katode auf dem Potential Null und das Gitter gegenüber Masse wirklich auf einem negativen Potential liegt. In der Schaltung nach Bild 89(b) für automatische Erzeugung von U_g liegt das Gitter auf Massepotential und die Katode um den Betrag der gewünschten Vorspannung höher und damit auf einem positiven Potential. In der Schaltung nach Bild 89(c) mit erhöhtem Katodenwiderstand sind beide Potentiale, das des Gitters und das der Katode, stark positiv, ihr Unterschied ist aber genauso groß geblieben wie in den übrigen Schaltungen.

Es liegt nahe, das positive Potential des Gitters durch eine einfache Spannungsteilerschaltung aus der positiven Batteriespannung U_B herzuleiten. Bild 90 zeigt die Schaltung. Als Rechenbeispiel diene die kommerzielle Triode E 88 CC. Laut Röhrentabelle hat jedes ihrer beiden Systeme eine Steilheit von 12,5 mA/V, also von mehr als 10 mA/V. Die Röhre soll einen Katodenwiderstand von 680 Ω erhalten. Bei einem vorgesehenen Anodenstrom von $I_a = 15$ mA bedeutet dies eine positive

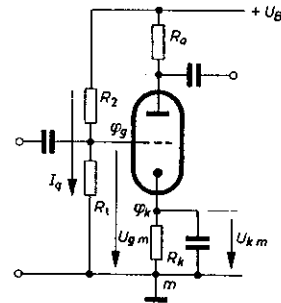


Bild 90. R_1 R_2 -Spannungsteilerschaltung zur Erzeugung der Gittervorspannung bei erhöhtem Katodenwiderstand

Katodenvorspannung von $680 \Omega \cdot 15 \text{ mA} = 10,2 \text{ V}$ oder ein Katodenpotential von $\varphi_k = +10,2 \text{ V}$. Außerdem gibt die Röhrentabelle an, daß das Gitter auf ein Potential von $\varphi_g = +9 \text{ V}$ gelegt werden soll. Offenbar arbeitet die Röhre dann mit $-1,2 \text{ V}$ Gittervorspannung, denn es ist $U_g = U_{gk} = \varphi_g - \varphi_k = +9 \text{ V} - (+10,2 \text{ V}) = -1,2 \text{ V}$. Die positive Vorspannung des Gitters von 9 V erreicht man dadurch, daß man zwischen dem Plus- und Minuspol der Anodenspannungsquelle U_B einen passend dimensionierten Spannungsteiler R_1 R_2 schaltet, an dem in der Mitte das Gitter angeschlossen wird. Opfert man für den Querstrom I_q durch R_1 und R_2 einen Strom von etwa 1 mA, so muß R_1 einen Wert von

$$R_1 = \frac{U_{gm}}{I_q} = \frac{9 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 9 \text{ k}\Omega$$

erhalten. R_2 hat die Restspannung von U_B aufzunehmen. Ist zum Beispiel $U_B = 150 \text{ V}$, so wird

$$R_2 = \frac{U_B - U_{gm}}{I_q} = \frac{150 \text{ V} - 9 \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 141 \text{ k}\Omega$$

Die Methode der erhöhten Katodenvorspannung und Erzeugung der Gittervorspannung durch einen Spannungsteiler aus U_B wird nicht nur bei steilen Röhren angewendet; man findet sie auch häufig in Multivibratorschaltungen. Daneben bildet sie die Grundlage für die Einstellung des Basispotentials von Transistoren (Bild 261).

Aufgabe 24

Trage in die Schaltungen vom Bild 91(a und b) den Weg des Anodengleichstromes und des Nutzwechselstromes sowie in den angegebenen Punkten die Potentialzahlen ein.

Gegenüber der Schaltung vom Bild 85 haben die vorliegenden Anordnungen den Vorteil, daß sie keinen besonderen Siebkondensator zur Überbrückung von R erfordern. Sie weisen dafür aber den Nachteil auf, daß über R der durch die LC_2 -Siebschaltung ausgeübte 50- oder 100-Hz-Brummstrom i_B , des Netzgerätes fließt und an ihm eine Brummspannung ausbildet, die sich auf die Gitter beziehungsweise Katoden überträgt. In der Schaltung vom Bild 91(b) wird diese Brummspannung durch die beiden Siebglieder $R_s C_s$ in den Gitterleitungen unterdrückt, so daß sie sich im eigentlichen Verstärker nicht auswirken kann. Zu beachten ist, daß die Kondensatoren C_2 in der Schaltung nach Bild 91(a) und C_1 in der Schaltung nach Bild 91(b) isoliert von Masse montiert werden müssen, da die Kondensatorgehäuse hier schaltungsmäßig kein Massepotential führen.

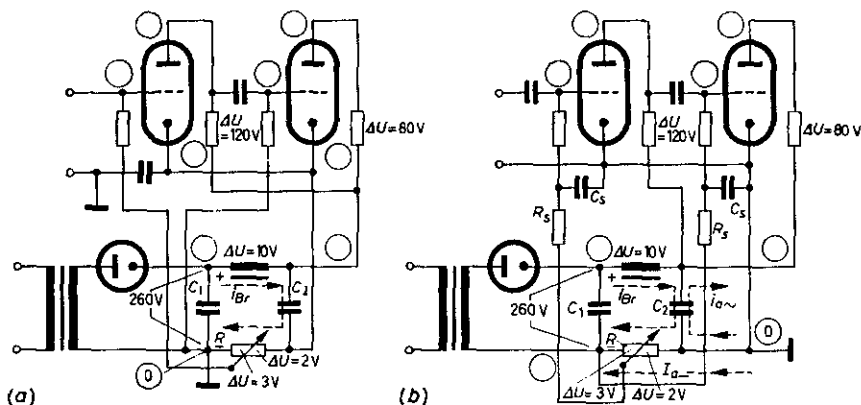


Bild 91 (a und b). Halbautomatische Erzeugung unterschiedlicher Gittervorspannungen durch einen Widerstand mit Anzapfungen im Siebteil des Netzgerätes

Aufgabe 25

Die Gittervorspannung der Endpentode EL 42 soll bei $U_a = 225$ V und $I_a = 26$ mA beziehungsweise $I_{g2} = 4,1$ mA einen Wert von $-13,5$ V haben. Die Röhre hat in diesem Arbeitspunkt eine Steilheit von $S = 3,2$ mA/V und einen Innenwiderstand von $R_i = 90$ kΩ. Sie soll mit einem optimalen Widerstand von $R_{a\text{opt}} = 11$ kΩ belastet werden. Wie groß sind R_k und C_k zu wählen, wenn als tiefste Frequenz 60 Hz übertragen werden soll? Wie groß muß U_B sein, wenn die Primärwicklung des Ausgangsübertragers einen Gleichstromwiderstand von $R_{w1} = 443$ Ω hat?

(Antwort: $R_k = 450$ Ω, C_k nach Gl. (56) ≈ 27 μF, $U_B = 225 + 13,5 + 11,5 = 250$ V)

Aufgabe 26

In einer EC 92-Triodenschaltung nach Bild 92 wurde ein Anodenstrom von $I_a = 4$ mA gemessen. Wie groß muß die Batteriespannung U_B gewesen sein?

(Antwort: Aus I_a und R_k folgt $U_g = -2$ V. Nach dem Kennlinienfeld der EC 92 im Bild 32 ist dann $U_a = 170$ V, damit wird $U_B = 170$ V + 120 V + 2 V = 292 V.)

Aufgabe 27

Eine EL 84-Endstufe nach Bild 93 soll in folgendem Arbeitspunkt arbeiten: $U_a = 220$ V, $U_{g2} = 250$ V und $U_{g1} = -7$ V. Dimensioniere R_k und C_k für eine tiefste Frequenz von 50 Hz, wenn die Röhre in dem angegebenen Arbeitspunkt eine Steilheit von $S \approx 11$ mA/V hat und ein Schirmgitterstrom von etwa 5,5 mA fließt. Als Kennlinienfeld benutze Bild 73. Wie groß ist der Gleichstromwiderstand der Primärwicklung des Ausgangsübertragers gewesen? Welchen Wert muß die Batteriespannung U_B gehabt haben?

(Antwort: $I_a \approx 52$ mA, $R_k = 122$ Ω, $C_k = 110$ μF, $R_{w1} = \frac{U_{g2} - U_a}{I_a} = 30$ V/52 mA ≈ 578 Ω, $U_B = 257$ V)

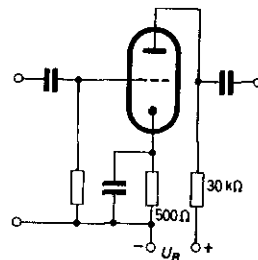


Bild 92. Schaltung zur Aufgabe 26

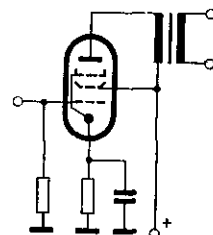


Bild 93. Schaltung zur Aufgabe 27

Aufgabe 28

Gegeben sei eine Schaltung nach Bild 81 mit $R_k = 80$ Ω und $R_a = 6$ kΩ und eine Schaltung nach Bild 90 mit $R_k = 1$ kΩ, $R_a = 5$ kΩ, $R_1 = 23$ kΩ und $R_2 = 277$ kΩ. Die Batteriespannung betrage in beiden Fällen $U_B = 150$ V. Als Röhre werde das eine System der E 88 CC benutzt, dessen Kennlinienfeld im Bild 94 wiedergegeben ist. In welchem Arbeitspunkt arbeiten die beiden Röhrenschaltungen? Auf welchen Wert ändert sich der Anodengleichstrom I_a , wenn in beiden Fällen U_B um 10% steigt? (Antwort: In der ersten Schaltung würde bei einem angenommenen I_a von 10 mA beziehungsweise 15 mA die Vorspannung $U_g = -0,8$ V beziehungsweise $-1,2$ V sein. Diese beiden Punkte ins Kennlinienfeld eingetragen und miteinander verbunden, ergeben beim Schnitt mit der Kennliniengeraden für $R_a = 6$ kΩ einen Arbeitspunkt mit $I_a = 12,5$ mA und $U_g = -1$ V. In der zweiten Schaltung würde sich bei einem angenommenen I_a von 12 mA beziehungsweise 14 mA eine Katodenvorspannung einstellen von $U_{km} = +12$ V beziehungsweise $+14$ V. Da sich bei $R_1 = 23$ kΩ ein Gitterpotential von $\varphi_g = 23$ kΩ $\times$ 150 V/300 kΩ = $+11,5$ V ergibt, würde die Gittervorspannung entweder den Wert $-0,5$ V oder den Wert $-2,5$ V haben. Der genaue Arbeitspunkt liegt, weil $R'_a = R_a + R_k = 6$ kΩ ist, bei $I_a = 12,5$ mA und $U_g = -1$ V. Ändert sich U_B auf 150 V + 10% = 165 V, so tritt in der ersten Schaltung eine Stromänderung von $\Delta I = 1,3$ mA und in der zweiten Schaltung eine solche von nur 0,3 mA auf. Dabei ist allerdings nicht berücksichtigt, daß sich mit U_B auch die Spannung an R_1 etwas ändert.)

Aufgabe 29

Zeichne die Schaltung vom Bild 95 so um, daß in gewohnter Weise der Netzteil mit den Anodenzuführungen unterhalb des Verstärkers liegt. Beschrifte die Schaltelemente sinnvoll. Nach welchem Prinzip wird hier die Gittervorspannung erzeugt?

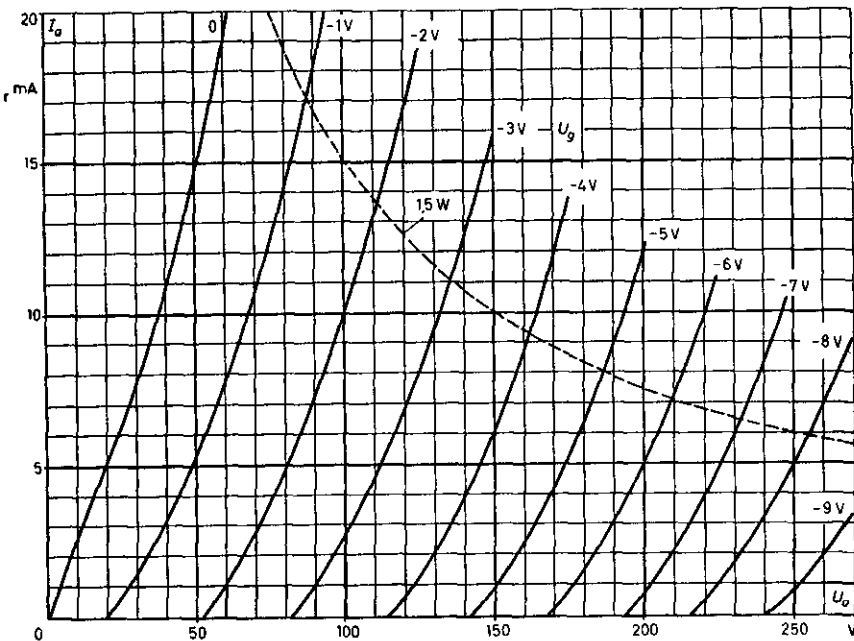


Bild 94. Kennlinienfeld der kommerziellen Doppeltriode E 88 CC

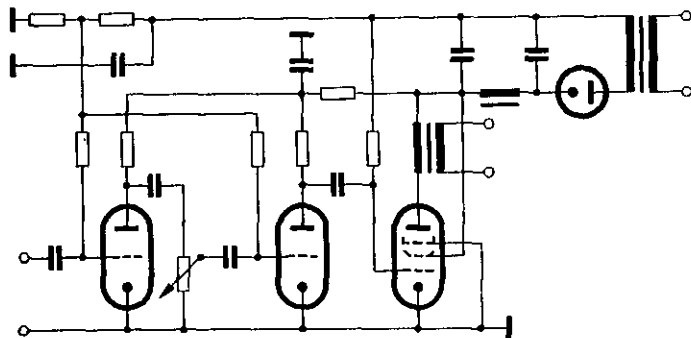


Bild 95. Verstärkerschaltung zur Aufgabe 29

Aufgabe 30

Wie groß sind die Potentiale in den Punkten 1 bis 10 der Schaltung vom Bild 96 in bezug auf das Potential des Gehäuses, das zu Null angenommen werde? Wie groß sind die Anoden-, Gitter- und Schirmgitterspannungen? Welche Spannung wird zwischen Punkt 7 und 9 gemessen? Wo muß hierbei der Pluspol des Meßinstrumentes angeschlossen werden?

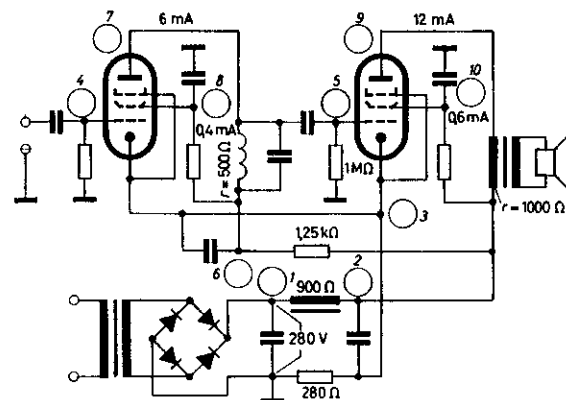


Bild 96. Schaltung zur Aufgabe 30

(Antwort:

$\varphi_1 = +280 \text{ V}$	$\varphi_6 = +255 \text{ V}$	$U_{aI} = \varphi_7 - \varphi_3 = 246,7 \text{ V}$
$\varphi_2 = +283 \text{ V}$	$\varphi_7 = +252 \text{ V}$	$U_{g1I} = \varphi_4 - \varphi_3 = -5,3 \text{ V}$
$\varphi_3 = +5,3 \text{ V}$	$\varphi_8 = +135 \text{ V}$	$U_{g2I} = \varphi_8 - \varphi_3 = 129,7 \text{ V}$
$\varphi_4 = 0 \text{ V}$	$\varphi_9 = +251 \text{ V}$	$U_{aII} = \varphi_9 - \varphi_3 = 245,7 \text{ V}$
$\varphi_5 = 0 \text{ V}$	$\varphi_{10} = +233 \text{ V}$	$U_{g1II} = \varphi_5 - \varphi_3 = -5,3 \text{ V}$
		$U_{g2II} = \varphi_{10} - \varphi_8 = 227,7 \text{ V}$
		$U_{79} = \varphi_7 - \varphi_9 = +1 \text{ V, + Pol an 7)}$

5. Bemessung der Gitterwiderstände

Das Gitter einer Elektronenröhre darf potentialmäßig niemals „frei in der Luft hängen“, sonst laden es die Elektronen der Röhre in undefinierter Weise negativ auf. Gleichspannungsmäßig muß es der Katode gegenüber ein ganz bestimmtes Potential oder eine bestimmte Vorspannung annehmen können. Hierzu ist es er-

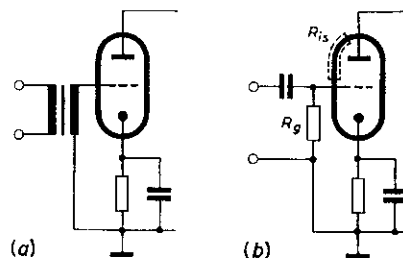


Bild 97. Eingangsschaltung einer Röhre.

(a) Mit Eingangsübertrager,

(b) mit Gitterableitwiderstand R_g .

forderlich, daß etwaige auf das Gitter aufprallende Elektronen außen zur Katode abgeleitet werden. Diese „Gleichstromableitung“ kann nach Bild 97 (a) über die Sekundärseite eines Eingangsübertragers oder nach Bild 97 (b) über den Gitter-

widerstand R_g , der deshalb auch Gitterableitwiderstand genannt wird, vorgenommen werden.

Der Gitterableitwiderstand soll einerseits möglichst groß sein, damit er die Signalspannungsquelle nicht stark belastet, er darf andererseits aber auch nicht zu groß werden, weil sonst keine Sicherheit besteht, daß sich am Gitter tatsächlich die vorgesehene Vorspannung einstellt. Die Gittervorspannung ist bei zu großem R_g insofern gefährdet, als die Anode dem Steuergitter gegenüber eine hohe positive Spannung hat und der Isolationswiderstand R_{is} zwischen Anode und Gitter zusammen mit dem Gitterwiderstand R_g einen Spannungsteiler bildet, der das Potential des Gitters in unzulässiger Weise nach positiven Werten hin verschieben kann. Ist zum Beispiel im Bild 97 (b) $R_{is} = 1000 \text{ M}\Omega$, $R_g = 2 \text{ M}\Omega$ und $U_a = 250 \text{ V}$, so verschiebt sich die Gitterspannung um

$$\frac{R_g}{R_g + R_{is}} U_a = \frac{2 \text{ M}\Omega}{1002 \text{ M}\Omega} 250 \text{ V} = 0,5 \text{ V}$$

zu positiven Werten hin. Unter Umständen kann auch durch den Leckstrom des Koppelkondensators zweier Röhren eine unerwünschte Potentialverschiebung zustande kommen; dies vor allem bei großen Kapazitätswerten, bei denen der Isolationswiderstand heruntergeht. Arbeitet man mit kleinen Gittervorspannungen, was gerade bei den Eingangsstufen von Verstärkern der Fall ist, so kann die Röhre durch diese Effekte hart an die Grenze des Gitterstromereinsatzes kommen. Bei Endröhren, die dicht an der Anodenverlustleistungsgrenze arbeiten, kann eine positive Spannungsverschiebung schon eine nicht mehr zulässige Erwärmungszunahme der Anode verursachen und zum „Durchstoßen“ der Röhre führen. Hierbei wird die Glaswand durch starke Erhitzung an einer Stelle zähflüssig und vom äußeren Luftdruck eingedrückt oder durchstoßen.

Es gibt noch weitere Gründe dafür, den Gitterwiderstand nicht zu hoch zu wählen. Da sind vor allem die Fremdfeldbeeinflussung des Steuergitters und die Selbst-erregungsgefahr zu nennen. Erzeugt zum Beispiel eine nach Bild 98 (a) unter der Spannung E_{stb} stehende Leitung (Starkstrom- oder Lichtleitung) um sich ein elektrisches Feld, so influenziert es auf der Gitterzuleitung eine Störladung und Störspannung U_{stb} , die sich, wenn man den Innenwiderstand des Nutzsignalgenerators vernachlässigt, nach der Ersatzschaltung im Bild 98 (b) auf Grund der Spannungsteilerregel zu

$$U_{stb} = \frac{R_g}{\sqrt{R_g^2 + 1/\omega^2 C_{stb}^2}} E_{stb}$$

berechnet. Ist $R_g \ll 1/\omega C_{stb}$, kann es unter der Wurzel vernachlässigt werden. Unter dieser Voraussetzung gilt

$$U_{stb} \approx R_g \omega C_{stb} E_{stb}$$

Ist zum Beispiel $E_{stb} = 100 \text{ V}$ und $R_g = 1 \text{ M}\Omega$, und hat C_{stb} den wirklich minimalen Wert von $0,02 \text{ pF}$ beziehungsweise $1/\omega C_{stb}$ bei 50 Hz einen Wert von rund $2 \cdot 10^{11} \Omega$, so beträgt die Störspannung

$$U_{stb} \approx 1 \cdot 10^6 \Omega \cdot 0,5 \cdot 10^{-11} \Omega^{-1} \cdot 100 \text{ V} = 0,5 \text{ mV}$$

Moderne NF-Verstärker (Schallplattenverstärker) und Röhrenvoltmeter sollen aber Nutzspannungen in der Größenordnung von $0,01 \dots 0,1 \text{ mV}$ einwandfrei verstärken. Im vorliegenden Fall müßte man entweder mit der Größe des Gitterwiderstandes heruntergehen oder durch eine sehr sorgfältige Abschirmung nach Bild 98 (c) dafür sorgen, daß die Kapazität zwischen Gitter und Störleitung bedeutend kleiner als $0,02 \text{ pF}$ wird.

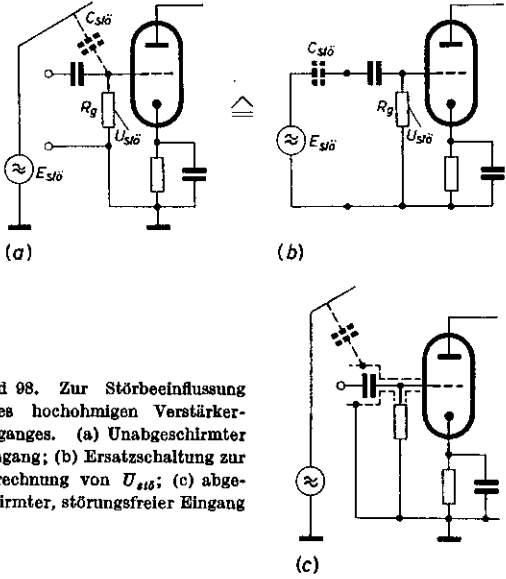


Bild 98. Zur Störbeeinflussung eines hochohmigen Verstärkereinganges. (a) Unabgeschirmter Eingang; (b) Ersatzschaltung zur Berechnung von U_{stb} ; (c) abgeschirmter, störungsfreier Eingang

Für die Gitterwiderstände der übrigen Röhren gelten ähnliche Überlegungen. Auch sie sollen einerseits hochohmig gegen die Anodenseite der Vorröhre sein, andererseits aber aus vorstehend genannten Gründen nicht extrem hoch gewählt werden. Auf jeden Fall müssen sie gleich oder kleiner als die Höchstwerte bleiben, die von den Röhrenherstellern in ihren Röhrentabellen auf Grund möglicher Isolationsströme und maximal zulässiger Potentialverschiebung festgelegt sind, sonst leisten die Röhrenfirmen keinen Garantieersatz für etwaigen Röhrenausfall. Praktisch wählt man, wenn es sich um Gitterwiderstände zwischen zwei Röhren handelt, bei

$$\left. \begin{array}{ll} \text{Trioden} & R_g^* = 5 \dots 10 R_a \\ \text{Pentoden} & R_g^* = 2 \dots 5 R_a \end{array} \right\} \quad (63)$$

R_g^* ist der Gitterwiderstand der zweiten Röhre und R_a der Anodenwiderstand der vorangehenden, ersten Röhre.

6. Erzeugung der Schirmgitterspannung

Die Schirmgitterspannung der meisten Röhren ist kleiner als die Anodenspannung. Dies gilt vor allem für HF- und NF-Pentoden. Eine Ausnahme bilden die Schirmgitter von Leistungspentoden; sie sind fast immer direkt an die Anodenspannungsquelle angeschlossen und erhalten damit eine Spannung, die praktisch gleich der Anodenspannung ist, strenggenommen sogar ein klein wenig höher. Anstatt die niedrige Schirmgitterspannung der HF- und NF-Pentoden in einem gesonderten Netzteil zu erzeugen, wird sie meistens aus der Anodenspeisespannung U_B hergeleitet, und zwar entweder nach Bild 99 (a) durch einen Schirmgitterwiderstand R_{g2} oder nach Bild 99 (b) durch einen Spannungsteiler $R_1 R_2$.

Die erste Schaltung liefert eine „gleitende“ Schirmgitterspannung. U_{g2} ist hier um den Spannungsfall, den der Schirmgitterstrom an R_{g2} hervorruft, kleiner als die Speisespannung U_B . Es gilt

$$U_{g2} = U_B - R_{g2} I_{g2} \tag{64}$$

U_{g2} ändert sich, „gleitet“, wenn sich der Schirmgitterstrom ändert, etwa bei Änderung der Steuergittervorspannung. Die Änderung der Schirmgitterspannung wirkt der Steuergitterspannungsänderung entgegen. Wird diese beispielsweise negativer, wird nicht nur I_a , sondern auch I_{g2} kleiner. Hierdurch nimmt der Spannungsfall an R_{g2} ab. Die Folge ist, daß die Spannung U_{g2} steigt. Damit wirkt sie aber der Ursache, nämlich dem negativer werdenden Gitter, entgegen und gleicht seine Einflußnahme auf den Anodenstrom zum Teil wieder aus. Wird auf Grund der Röhrentabelle für die Röhre ein bestimmter Arbeitspunkt mit definierten Werten der Schirmgitterspannung und des Schirmgitterstromes ausgesucht, so folgt aus Gl. (64) für die Größe des Schirmgitterwiderstandes

$$R_{g2} = \frac{U_B - U_{g2}}{I_{g2}} \tag{65}$$

Die Schaltung nach Bild 99 (b) liefert eine „feste“, von der Schwankung der Steuergittervorspannung oder des Schirmgitterstromes unabhängige Schirmgitterspannung. Dabei muß allerdings der Spannungsteiler $R_1 R_2$ ziemlich niederohmig sein. Er muß so ausgelegt werden, daß der Grundstrom I_q (Querstrom), der von der $+U_B$ -Klemme über R_2 und R_1 direkt zur $-U_B$ -Klemme fließt, wesentlich größer als I_{g2} ist. Nur dann wird der Spannungsfall an R_2 im wesentlichen von I_q bestimmt und praktisch unabhängig von den Schwankungen des Schirmgitterstromes sein. Man wähle

$$I_q = (5 \cdots 10) I_{g2}$$

Hierbei muß jedoch nachgeprüft werden, ob das Netzgerät auch imstande ist, diesen Zusatzstrom mitabzugeben. Die Schirmgitterspannung selbst errechnet sich in diesem Fall nach der Gleichung

$$U_{g2} = R_1 I_q = U_B - R_2 (I_q + I_{g2}) \tag{66}$$

Die Frage, ob gleitende oder feste Schirmgitterspannung vorzuziehen ist, spielt bei Regelproblemen eine Rolle. Eine gleitende Schirmgitterspannung liefert eine

„weiche“ Regelung. Sie benötigt große Regelspannungen, da die beim Regeln einsetzende Änderung von U_{g2} der am Steuergitter wirkenden Regelspannung entgegenwirkt und sie zum Teil ausgleicht. Die weiche Regelung verflacht und linearisiert die dynamische I_a/U_g -Kennlinie; sie arbeitet weitgehend verzerrungsfrei. Die feste Schirmgitterspannung liefert eine „harte“ Regelung, das heißt eine Regelung, die nicht langsam, sondern sofort mit voller Stärke einsetzt. Ihr Regelspannungsbedarf ist geringer als der der weichen Regelung.

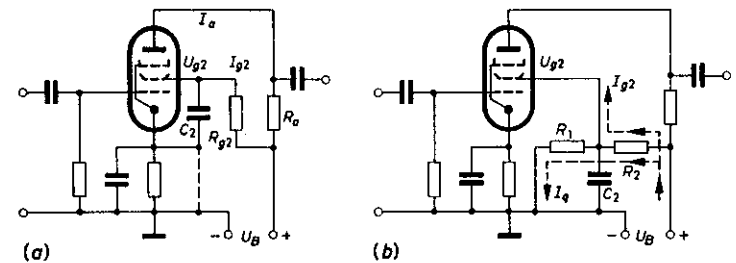


Bild 99. Erzeugung (a) einer gleitenden und (b) einer festen Schirmgitterspannung

Der Schirmgitterstrom I_{g2} schwankt ähnlich dem Anodenstrom im Takt der Gitterwechselspannung. Er würde, wenn in der Zuleitung zum Schirmgitter nur der Widerstand R_{g2} oder R_2 läge, an ihm eine Wechselspannung und damit eine periodisch schwankende Schirmgitterspannung hervorrufen. Diese würde, da sie ähnlich wie die Anodenwechselspannung der Steuerspannung gegenüber um 180° in der Phase verschoben ist, einen Verstärkungsverlust bedingen. Um ihn zu vermeiden, müssen die Schirmgitterwiderstände, wie im Bild 99 angegeben ist, durch Kondensatoren C_2 überbrückt werden. An R_{g2} bildet sich dann wohl der erforderliche Gleichspannungsfall, aber keine Wechselspannung aus. Der Schirmgitterkondensator C_2 wird, da er die Ausbildung von Wechselspannungen zwischen Schirmgitter und Katode verhindern soll, direkt an die Katode gelegt; er kann aber auch zur Erde beziehungsweise Masse hinüber angeschlossen werden.

Zur exakten Berechnung von C_2 benötigt man die Steuerwirkung der Schirmgitterwechselspannung auf den Anodenstrom, also die Steilheit $S_2 = \frac{\partial I_a}{\partial U_{g2}}$ des Schirmgitters; sie ist aber im allgemeinen nicht bekannt. Nach Limann [5] ist die Einwirkung des Schirmgitters auf die Verstärkung vernachlässigbar klein, wenn C_2 nach folgenden Beziehungen gewählt wird:

Tonfrequenzverstärker $\frac{1}{\omega_u C_2} \leq \frac{R_a}{10}$ oder $\frac{C_2}{\mu F} \geq \frac{1600}{\frac{f_u}{Hz} \frac{R_a}{k\Omega}} \tag{67}$

Hochfrequenzverstärker $\frac{1}{\omega_u C_2} \leq \frac{R_a}{5000}$ oder $\frac{C_2}{\mu F} \geq \frac{800\,000}{\frac{f_u}{Hz} \frac{R_a}{k\Omega}} \tag{68}$

7. Erdung, Schirmung und Siebung zur Unterdrückung von Störspannungen

Bild 100 veranschaulicht, wie durch ungeschickte Leitungsführung auf galvanischem, magnetischem (induktivem) und elektrischem (kapazitivem) Wege eine 50-Hz-Störspannung in ein und denselben Schaltkreis eingekoppelt werden kann. In der gleichen Weise können sich auch andere Störfrequenzen an einer empfindlichen Stelle in den Verstärker einschleichen.

Zur galvanischen Einkopplung kommt es bei unsachgemäßer „Erdung“. Um allen Teilen einer Schaltung ein definiertes Potential zu erteilen, ist es üblich, eine Stelle der Schaltung an „Erde“ zu legen“ oder sie mit der „Masse“ des Gehäuses zu ver-

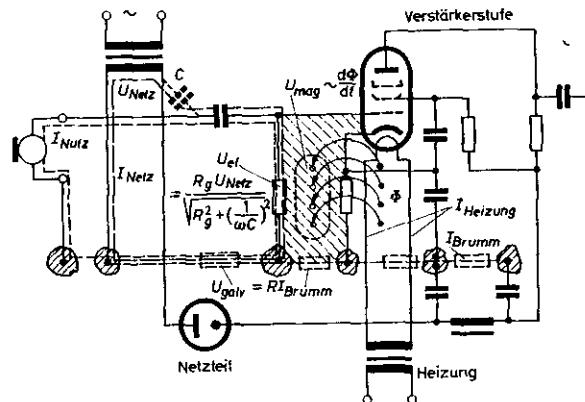


Bild 100. Galvanische, magnetische und elektrische Einkopplung von Störspannungen in eine Verstärkerstufe

binden; diese Stelle erhält dadurch das Bezugspotential Null der Erde oder Masse. Nun ist der Erd- oder Massepunkt eines Gerätes in den meisten Fällen nicht eine einzige winzige Stelle in der Schaltung, die Schaltung besitzt vielmehr fast immer mehrere Punkte mit dem Potential Null. Es liegt nahe, alle diese Schaltpunkte einfach ruiteinander und nacheinander zu verbinden oder auf kürzestem Wege, wie beispielsweise im Bild 100, irgendwo an das Gehäuse anzuschließen. Hierbei kann es dann leicht geschehen, daß Teile der Verbindungsleitungen oder des Gehäuses unbeabsichtigt als Stromleiter für zwei verschiedenartige Stromkreise benutzt werden, so beispielsweise für den Nutzfrequenz- und den 50-Hz-Netzstromkreis oder für einen HF- und einen NF-Stromkreis oder auch für den Stromkreis des schwachen Eingangssignals und den des verstärkten Ausgangssignals. Ist der Widerstand der gemeinsamen Leiterteile effektiv Null, stört dies nicht. Ist er nicht verschwindend klein, hat er also einen endlichen Wert – das kann vor allem bei Hochfrequenz der Fall sein –, so rufen die einzelnen Ströme an ihm verschieden-

artige Spannungen hervor. An dieser Stelle wird dann Störenergie von dem einen in den anderen Schaltkreis gekoppelt, die sich der dortigen Nutzspannung überlagert oder sie moduliert.

Um zu verhindern, daß Teile von Erdleitungen zwei verschiedenen Stromkreisen angehören, wendet man das Verfahren der „sternförmigen“ Erdung an. Es ist im Prinzip im Bild 101 dargestellt. Alle auf Massepotential zu bringenden Teile einer Schaltung werden zunächst vom Gehäuse isoliert; dann werden alle Erdpunkte

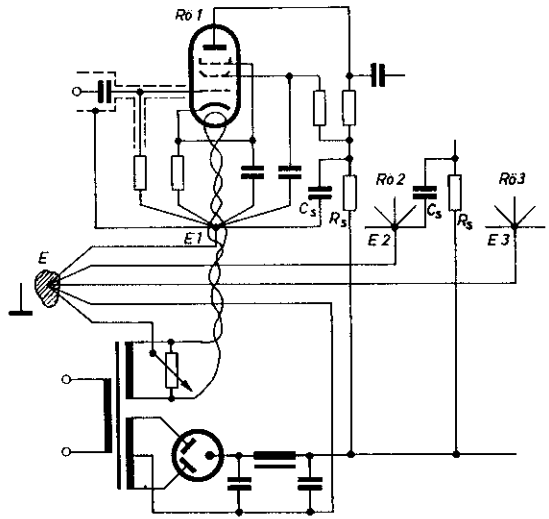


Bild 101. Sternförmige Erdung, Verdrallung der Heizleitungen sowie Abschirmung und Siebung der Anodenspannung als Möglichkeiten zur Vermeidung des Eindringens von Störspannungen

einer Schaltgruppe, beispielsweise alle Erdpunkte der Röhre-1- oder der Röhre-2-Gruppe oder der 50-Hz-Netzgleichrichtergruppe, je für sich in Stützpunkten $E1, E2, \dots$ zusammengefaßt. Zum Schluß führt man von sämtlichen zu erdenden Stützpunkten getrennte – notfalls isolierte – Leitungen zu einem gemeinsamen Punkt E des Gehäuses. Er stellt den eigentlichen Erdpunkt des Gerätes dar.

Da aber in einem Verstärker praktisch jede Schaltgruppe eine Röhre enthält und von jeder Röhre außer der Anodenspeiseleitung eine Katodenstromleitung zum Netzgerät führen muß, ist es in vielen Fällen günstiger, nicht den Gehäuseerdpunkt E , sondern den Stützpunkt des 50-Hz-Netzgleichrichterteils als Hauptsternpunkt zu wählen. Von ihm ist eine Verbindung zur Gehäusemassenklemme E herzustellen. In diesem Fall hat man durch entsprechend große Drahtquerschnitte nur dafür zu sorgen, daß auf den stromführenden Verbindungsleitungen zwischen den Röhrenstützpunkten und dem Netzgleichrichterstützpunkt keine großen Wechselspannungsfälle auftreten, denn die Potentiale der einzelnen Röhrenstützpunkte sollen

möglichst nicht schwanken. Das Prinzip dieser erweiterten sternförmigen Erdung ist im Bild 102 dargestellt.

Eine magnetische Einkopplung von Störenergie findet statt, wenn der gestörte Kreis die Form einer größeren Schleife hat und diese Schleife in der Nähe des Magnetfeldes eines störenden Leiters oder einer Leiterschleife liegt. Nach dem Induktionsgesetz $e = -w \frac{d\Phi}{dt} = -w \frac{d(BF)}{dt}$ ruft das störende Wechselfeld in einer fremden Leiterschleife eine Induktionsspannung hervor, die mit der Größe F der Schleifenfläche und der Intensität B des magnetischen Feldes wächst. Als bestes

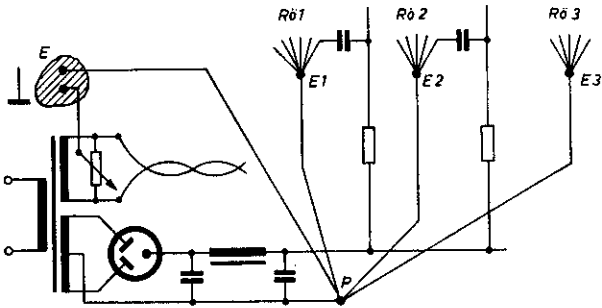


Bild 102. Erweiterung der sternförmigen Erdung

Mittel gegen eine induktive Einflußnahme hat sich die Verdrallung der störenden Leitung (Heizleitung oder Netzleitung) und, sofern die erhöhte Kapazität nicht schadet, eventuell auch der gestörten Leitung erwiesen. Eine verdrallte Leitung hat durch die dichtbenachbarten und einen Strom entgegengesetzter Richtung führenden Einzeleiter nur ein sehr schwaches Streufeld. Einen weiteren, äußerst wirksamen Schutz gegen Fremdfelder stellen bei tiefen Frequenzen Abschirmbleche und -kästen aus hochpermeablen Werkstoffen und bei hohen Frequenzen solche aus elektrisch hochleitfähigen Metallen (Kupferbleche, eventuell mit Silberüberzug) dar. Die Wirkung solcher Bleche und Kästen beruht auf der Ausbildung von Wirbelströmen, deren magnetische Felder die primären Felder in der Ausbreitungsrichtung praktisch vollständig kompensieren. Die störende magnetische Kopplung zwischen zwei Drosseln oder Transformatoren läßt sich einmal durch einen möglichst großen Abstand voneinander beseitigen und zum anderen dadurch, daß man die magnetischen Achsen der Kerne senkrecht zueinander ausrichtet.

Die kapazitive oder elektrische Einkopplung von Störspannungen ist schon an Hand des Bildes 98 besprochen worden. Es zeigt sich, daß vor allem hochohmige Schaltkreise in dieser Beziehung störanfällig sind. Die Einspeisung richtet sich auf Grund der Spannungsteilerregel nach der Größe des wirksamen Eingangswiderstandes der gestörten Schaltstelle im Vergleich zum Widerstand der unerwünschten Koppelkapazität. Hier kann unter Umständen eine sehr genaue Symmetrierung

der gestörten Leitung zwischen den Doppeladern der Störleitung helfen. In der Verstärkertechnik stellt eine sachgemäße Schirmung der empfindlichen Schaltstelle den wirksamsten Schutz dar [6; 7]. Die Abschirmung hat allerdings vielfach den Nachteil, daß sie die Ableitungskapazität der geschirmten Leitung zur Masse hin stark erhöht und dadurch die Grenzfrequenz ungünstig beeinflusst. In diesem Fall hilft nur eine Erniedrigung des Ohmwertes der Nutzwiderstände.

In allen Röhrenschaltungen kommt zu den genannten Möglichkeiten des Eindringens von Störenergie in den Nutzsignalweg als weitere Störquelle die Brumm- oder Welligkeitsspannung der im Netzgerät durch Gleichrichtung erzeugten Anodengleichspannung U_B hinzu. Man versucht zwar, die gleichgerichtete Spannung durch den Ladekondensator C_1 und das LC_2 -Siebglied im Netzgleichrichterteil vom Bild 103 weitgehend einzuglätten; dennoch kann in hochempfindlichen NF-Verstärkern, die ja gerade auch Frequenzen um 50 und 100 Hz verstärken sollen, eine kleine Restwelligkeit von $w = 0,1\%$ noch recht störend sein. Eine Welligkeit von $0,1\%$ bedeutet, daß der Anodengleichspannung von zum Beispiel $U_B = 250\text{ V}$ eine Welligkeitsspannung von $0,0001 \cdot 250\text{ V} = 25\text{ mV}$ überlagert ist, und dies vielleicht bei Nutzsparnungen von 10...100 μV ! Hier hilft nur das Einschalten weiterer Siebglieder aus Widerständen und Kondensatoren in die speziell zu den Eingangsstufen führenden Anodenleitungen; vergleiche hierzu außer Bild 103 die Bilder 95, 96 und 101.

Beispiel 10

Die Welligkeitsspannung eines Netzgerätes für $U_B = 250\text{ V}$ betrage 25 mV. Um welchen Faktor und um wieviel dB wird sie verbessert, wenn in die Anodenleitung zur ersten Verstärkerröhre ein Siebglied aus $R_s = 12,5\text{ k}\Omega$ und $C_s = 2\text{ }\mu\text{F}$ eingeschaltet wird (Bild 103)? Das Netzgerät arbeite mit Doppelweggleichrichtung, so daß die Frequenz der Welligkeit 100 Hz ist.

Nach der Spannungsteilerregel gilt

$$\frac{U_w^*}{U_w} = \frac{1/\omega C_s}{\sqrt{R_s^2 + (1/\omega C_s)^2}}$$

Hierbei ist die parallel zu C_s liegende, sehr hochohmige Reihenschaltung aus R_a und Röhre vernachlässigt worden. Aus dem Ansatz folgt

$$U_w^* = U_w \frac{1}{\sqrt{(R_s \omega C_s)^2 + 1}}$$

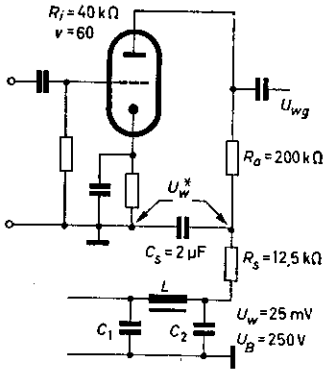


Bild 103. Ausgiebung der Brummspannung und vollständige Einglättung der Anodenspannung durch LC- und $R_s C_s$ -Siebglieder

Beim Einsetzen der Zahlenwerte ergibt sich

$$U_w^* = \frac{25 \text{ mV}}{\sqrt{(12,5 \cdot 10^3 \Omega \cdot 2\pi \cdot 100 \text{ s}^{-1} \cdot 2 \cdot 10^{-6} \text{ s } \Omega^{-1})^2 + 1}} = \frac{25 \text{ mV}}{\sqrt{(5\pi)^2 + 1}} \approx \frac{25 \text{ mV}}{5\pi}$$

Die Lösung besagt, daß die Welligkeitsspannung um etwa den Faktor $5\pi = 15,7$ oder um $20 \lg 15,7 = 24 \text{ dB}$ auf den Wert von etwa $1,6 \text{ mV}$ verbessert wird. Die am Kondensator C_s liegende Spannung liegt zugleich an der Reihenschaltung von R_a und Röhre. Hiervon wird der am Innenwiderstand R_i der Röhre auftretende Teilbetrag – es kommt ja für die Übertragung immer auf die gegen Erde, also gegen die Katode, sich ausbildende Spannung an – auf die nächste Röhre übertragen. Hat die erste Röhre einen Innenwiderstand von $R_i = 40 \text{ k}\Omega$ und ist $R_a = 200 \text{ k}\Omega$, so ist die Brummspannung am Gitter der folgenden Röhre

$$U_{w0} = U_w^* \frac{R_i}{R_a + R_i} = 1,6 \text{ mV} \frac{40 \text{ k}\Omega}{240 \text{ k}\Omega} \approx 0,27 \text{ mV}$$

Nimmt man an, daß die Eingangsrohre eine Verstärkung von 60 hat, so würden Eingangsspannungen des Verstärkers unter $270 \mu\text{V} : 60 = 4,5 \mu\text{V}$ im Netzbrum untergehen.