

Lösung

$$R'_e = R_L \cdot \beta = 5 \cdot 80 = 400 \text{ k}\Omega$$

Außer den behandelten gibt es auch Impedanzwandlerschaltungen, die einen kleinen Eingangs- und einen relativ großen Ausgangswiderstand aufweisen. Ein Beispiel ist die röhrenbestückte Gitterbasisstufe oder die

transistorisierte Basisstufe. Diese Schaltungen haben für die Niederfrequenztechnik kaum Bedeutung, denn ein kleiner Eingangswiderstand läßt sich immer durch einen entsprechenden ohmschen Widerstand realisieren. Der Hauptvorteil von Gitterbasisstufe und Basisstufe kommt erst bei sehr hohen Frequenzen zur Geltung.

9.2. Dynamikbegrenzer und Clipper

Die Dynamik der menschlichen Sprache beträgt 12 bis 23 dB. Die wenigsten Sprecher bei der Übermittlung von Funksprüchen in Armee, Marine, Post usw. sind in der Lage, eine gleichbleibende Sprachdynamik einzuhalten. Das kann für den Sender unangenehme Folgen haben: Der Modulationsverstärker wird im Interesse einer großen Senderreichweite auf einen möglichst großen Modulationsgrad eingestellt (es ist ausschließlich von A-3-Sendern die Rede). Darum würde ein plötzliches Steigern der Lautstärke starke nichtlineare Verzerrungen, eine Übermodulation des Senders und in letzter Konsequenz eine Beschädigung der Endstufen (Spannungsüberschlag) sowie einen Senderausfall verursachen. Die kommerzielle Nachrichtentechnik hilft sich durch die Verwendung von *Clip-*

pern, d.h. *Begrenzern*, die in den Modulationszug eingefügt werden und auftretende Amplitudenspitzen abschneiden.

Den Begrenzer darf man nun nicht etwa so einstellen, daß er jede größere Amplitude in der normalen Sprache abschneidet und dadurch nivelliert. Bei richtiger Einstellung werden lediglich die Spitzen abgeschnitten, die über das Normale hinausragen (Bild 9.6.). Dadurch läßt sich der Modulationsverstärker weiter aufregeln. Der mittlere Modulationsgrad und damit der Wirkungsgrad sowie die Reichweite des Senders steigen, die Gefahr des Überschreitens ist gebannt.

Zur Schaltung eines Begrenzers

Jeder Elektroniker kennt die Diode. Durch eine Vorspannung läßt sich erreichen, daß sie erst ab einer gewissen Spannung leitend wird. Unterhalb dieser Spannung, die gleich der Vorspannung ist, sperrt sie. Dieser Effekt wird beim Parallelbegrenzer (Bild 9.7.) ausgenutzt. Man muß stets beide Halbwellen der Sprechwechselspannung begrenzen, was durch 2 gegenpolig geschaltete Dioden geschieht. Auch die Spannungsquelle für die Vorspannung muß für jede Diode anders gepolt sein.

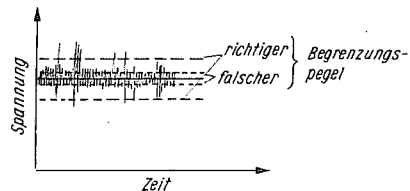


Bild 9.6. Richtige und falsche Einstellung des Begrenzers im NF-Verstärker

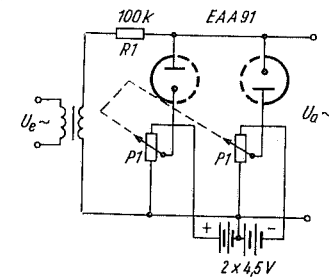


Bild 9.7. Schaltung des Parallelbegrenzers

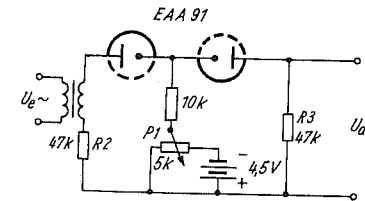


Bild 9.8. Schaltung des Serienbegrenzers

Die Wirkungsweise der Schaltung in Bild 9.7. ist leicht zu verstehen: Bleibt die Amplitude der Sprechwechselspannung unterhalb des Pegels der Vorspannungsquelle (in Bild 9.7. – 4,5 V), so wirken die Dioden, als seien sie nicht vorhanden; denn sie sind gesperrt. Beim Überschreiten der 4,5 V durch eine Amplitudenspitze wird die Diode bei der betreffenden Halbwelle leitend. Es fließt ein Strom durch sie, eine Sektion von P1, der Sekundärseite des Übertragers und R1.

Man kann die Schaltung noch vereinfachen. Bild 9.8. zeigt die Schaltung eines Serienbegrenzers. Bei ihm fließt von der Vorspannungsquelle ständig ein Strom durch die Dioden. Sie sind in diesem Zustand leitend. Die Sprechwechselspannung kann ungehindert von den Eingangs- zu den Ausgangsklemmen des Begrenzers gelangen. Erst bei Überschreiten der Vorspannung durch

eine Amplitudenspitze wird die betreffende Diode gesperrt, so daß kein Strom durch sie fließt.

Das Verhältnis Durchlaßspannung/Sperrspannung und damit das Begrenzungsverhalten des Clippers hängt von dem Verhältnis Durchlaßwiderstand/Sperrwiderstand der Diode ab. Im Falle der in den Bildern gezeigten EAA 91 beträgt der Durchlaßwiderstand bei 4,5 V etwa 120 Ω ; der Sperrwiderstand ist, wie bei allen Hochvakuumdioden, unendlich groß.

Im gesperrten Zustand bleibt am Ausgang des Parallelbegrenzers lediglich eine kleine Überspannung entsprechend dem Verhältnis von $R1/P1$ + Durchlaßwiderstand stehen. Daraus ergibt sich, daß im Interesse einer möglichst scharfen Begrenzung ein kleiner Wert von P1 erwünscht ist. Bei einer Spitze von 9 V bleibt (bei vernachlässigbar kleinem P1) eine kleine Spannungsüberhöhung von etwa 5,005 V am Begrenzungsausgang stehen, d.h., die Übersteuerung beträgt nicht 4,5 V ($\cong 100\%$), sondern 5 mV ($\cong$ etwa 0,1%).

Beim Serienbegrenzer ist die Begrenzung infolge des unendlich großen Sperrwiderstandes vollkommen. Einziger Nachteil des Serienbegrenzers stellt der ständig im Durchlaßweg liegende Durchlaßwiderstand der Dioden und der dadurch verursachte kleine Übertragungsverlust dar. Dieser läßt sich jedoch durch entsprechende Verstärkung mühelos ausgleichen. Das für beide Halbwellen gemeinsame Potentiometer P1 muß mit $R1 + R3$ bzw. $R2$ zuzüglich der Diodendurchlaßwiderstände so dimensioniert werden, daß der maximale Dauerstrom für die Diode nicht überschritten wird.

Im Falle der EAA 91 beträgt der

Dauerstrom 9 mA. Die Summe der im Gleichstromweg jeder Diode liegenden Widerstände darf bei einer Vorspannung von 4,5 V den Wert

$$\frac{4,5 \text{ V}}{0,009 \text{ A}} = 500 \Omega$$

nicht unterschreiten. In der Schaltung nach Bild 9.8. ist das nicht der Fall. Vor etwa 25 Jahren machte *Wigand* darauf aufmerksam, daß die Wechselspannung der menschlichen Sprache in bezug auf die Zeitachse nicht symmetrisch verläuft, d.h., positive und negative Halbwellen sind verschieden groß. Diese Tatsache läßt sich ausnutzen, um die Reichweite eines amplitudenmodulierten Senders weiter zu vergrößern. Im allgemeinen wird der Modulationsgrad auf höchstens 100% begrenzt. Eine noch größere Modulation würde den hochfrequenten Träger periodisch verschwinden lassen (Bild 9.9.). Bei einer zeitunsymmetrischen Modulationsspannung sorgt man durch entsprechende Polung dafür, daß die positive Halbwelle in Richtung größerer Ausgangsleistung am Modulator wirkt (Bild 9.9.c).

Dann wird der Modulationsverstärker so eingestellt, daß die kleinere negative Halbwelle den Träger gerade noch nicht zum Verschwinden bringt. Dadurch erreicht man Modulationsgrade von 150% und mehr, ohne daß die nichtlinearen Verzerrungen des Senders größer sind als bei 100prozentiger Modulation mit sinusförmiger Wechselspannung.

Diese Art der 150%-Sprachmodulation läßt sich nur bei Sendern anwenden, in denen die letzte Stufe, die PA-Stufe, anodenmoduliert wird, dort aber mit großem Erfolg! Es muß aber voraus-

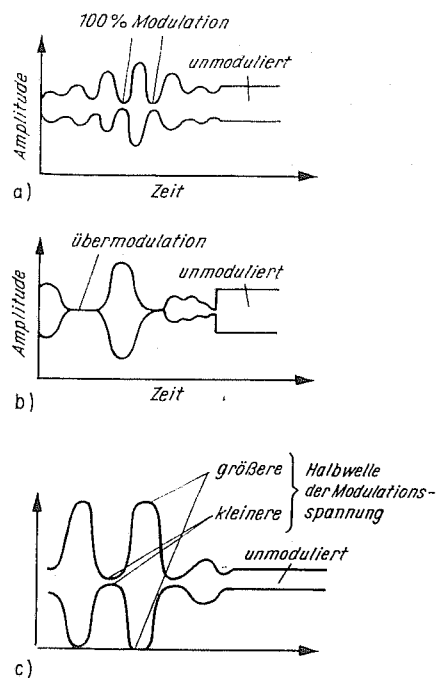


Bild 9.9. Verschiedene Modulationsgrade; a - $m \leq 100\%$, b - $m = 100\%$, c - $m = 150\%$ (nur bei entsprechender Polung einer unsymmetrischen Modulationsspannung möglich)

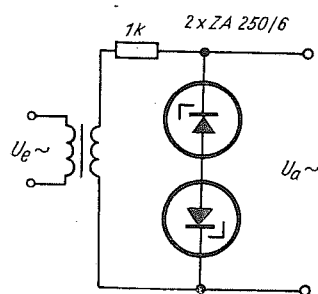


Bild 9.10. Clipperschaltung mit 2 gegensinnig geschalteten Zenerdioden

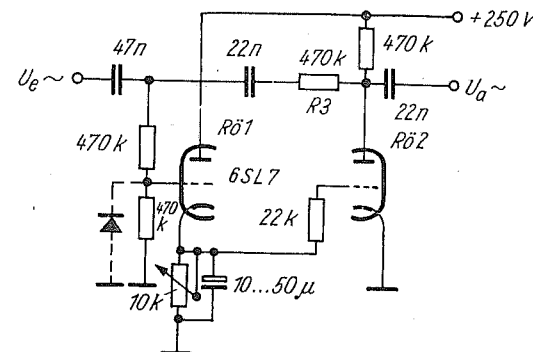


Bild 9.11. Röhrenbestückte Clipperschaltung nach Miller

gesetzt werden, daß die PA-Röhre spannungsfest genug ist, die positiven Amplituden der Modulation ohne Überschlagn zu »verdauen«.

Die beschriebene Art der unsymmetrischen Modulation setzt getrennte Begrenzer für jede Halbwelle voraus, z.B. den in Bild 2.7. gezeigten Parallelbegrenzer mit getrennten Potentiometern. Mit dieser Modulation ist die größte Leistungsausbeute aus dem Sender herausgeholt. Eine Möglichkeit, die den DX-Spezialisten unter den Kurzwellenamateuren besonders interessieren dürfte.

Auch mit Zenerdioden lassen sich einfache Begrenzer herstellen. Bei ihnen entfällt die Vorspannung, da durch den Verlauf der Kennlinie die Begrenzung hervorgerufen wird. In Bild 9.10. ist das Prinzip des Parallelbegrenzers mit Zenerdioden zu sehen. Auch Serienbegrenzer sind möglich. Ein Nachteil der Begrenzer mit Zenerdioden besteht darin, daß bei ihnen die Begrenzungsspannung nicht eingestellt werden kann, sondern durch die Zenerspannung der gewählten Diode festliegt.

In der Schaltung nach Bild 9.10. sind 2 Zenerdioden mit verschiedener Polung in Reihe geschaltet. Da der ver-

wendete Diodentyp ZA 250/6 eine Zenerdiodenspannung von etwa 6 V hat, wird die Amplitude jeder Halbwelle auf diesen Wert begrenzt. Man muß jedoch darauf achten, daß die erwähnten 6 V der Spitzenwert der Sprechwechselspannung sind. Der Effektivwert liegt entsprechend dem Formfaktor niedriger.

Will man keine scharfe Begrenzung, wie sie von Dioden bewirkt wird, so ist eine Schaltung gemäß Bild 9.11. vorzuziehen. Ihre Wirkungsweise:

Zwischen R3 und dem Innenwiderstand des Röhrensystems RÖ2 findet eine Spannungsteilung statt. Der Innenwiderstand folgt der aussteuernden Spannung derart, daß er groß bei kleiner Spannung, klein bei großer Spannung ist.

Zu diesem Zweck wird RÖ2 über das als Anodenbasisstufe wirkende Röhrensystem RÖ1 angesteuert. Der Elektrolytkondensator parallel zum Katodenwiderstand integriert die Sprechwechselspannung, d.h., es wirkt ihr zeitlicher Mittelwert. Man müßte annehmen, daß sich die Spannung an der Katode bei Aussteuerung nicht ändert. Das wäre nur bei einer Röhre mit völlig linearer Kennlinie der Fall.

In dieser Schaltung bewirkt die Kennlinienunsymmetrie, daß der Anoden- bzw. Katodenstrom und damit auch die Katodenspannung bei positiver Halbwelle der Gitterwechselspannung verschieden sind von der bei negativer Halbwelle der Gitterwechselspannung. Die Kennlinienunsymmetrie wird von

der Halbleiterdiode (beliebige Standardgermaniumdiode – im Bild gestrichelt gezeichnet) unterstützt. Miller – der Entwickler dieser Schaltung (US-Patent 2679926) – erzielte mit der Originalschaltung, in der eine 6SL7 arbeitete, eine Begrenzung auf 2 dB bei einer Übersteuerung von 20 dB.

9.3. Dynamikkompressoren und selbsttätige Regelverstärker

Die Begrenzung der Amplitudenspitzen ist nur eine Möglichkeit, den Wirkungsgrad und die Reichweite eines amplitudenmodulierten Senders zu vergrößern. Wie gesagt, muß eine bestimmte Dynamik der Sprache erhalten bleiben. Ein Nivellieren auf einen Pegel würde die Verständlichkeit der Nachricht stark vermindern. Versetzen wir uns in die Lage eines Funkers, der einen Funkspruch aufnimmt: Der übermittelnde Sender ist schwach oder weit entfernt, die Überlagerungsstörungen (QRM) der Nachbarsender sind sehr stark, was sich in Pfeif- und Knurr- tönen äußert. Zum Überfluß wird durch einen nicht ausreichend entstörten Motor ein Geräuschteppich erzeugt, der sich in Knatzen und Prasseln anzeigt. Das Ergebnis: Die leisen Stellen des Funkspruches gehen in den Störungen unter bzw. sind unverständlich. Daran ändert der beste Begrenzer auf der Senderseite nur wenig. Wäre die Senderleistung größer, so würde sich die übermittelte Nachricht deutlicher vom Hintergrund abheben, sie wäre verständlicher.

Es gibt außer der Erhöhung der Senderleistung noch ein anderes Mittel, diese Wirkung in gewissen Grenzen zu erzielen: die Erhöhung des durchschnittlichen Modulationsgrades. Das

geschieht mittels Einengung der Dynamik der Sprache, indem man die leisen Stellen mehr verstärkt als die lauten. Der Vorgang entspricht etwa dem Einstellen des Lautstärkereglers im Rundfunkgerät, wenn man den Text nicht versteht.

Am kommerziellen Sender wird die Dynamikeinengung durch einen automatisch wirkenden Regler vorgenommen. Seine Funktion ähnelt der Schwundausgleichsregelung, die heute jeder Überlagerungsempfänger hat.

Eine Pentode mit Regelkennlinie (etwa eine EF 89) erhält eine Regelspannung, die aus der Sprechwechselspannung gewonnen wurde. Die Wirkung ist folgende: große Sprechwechselspannung – große Regelspannung, geringe Verstärkung der Pentode; kleine Sprechwechselspannung – kleine Regelspannung, große Verstärkung der Pentode.

Moderne Regelpentoden benötigen zur Herabregelung ihrer Steilheit größtenteils eine Regelspannung von 10 V. Außerdem verstärken sie bei kleiner Gittervorspannung etwa 100- bis 200fach. Das erlaubt, das Blockschaltbild eines Dynamikreglers mit Rückwärtsregelung aufzuzeichnen (Bild 9.12.). Die Eingangsspannung der Regelpentode soll demnach bei etwa

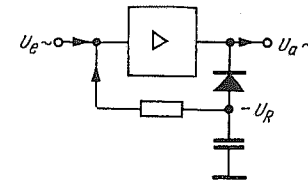


Bild 9.12. Dynamikkompessor mit Rückwärtsregelung (Blockschaltbild)

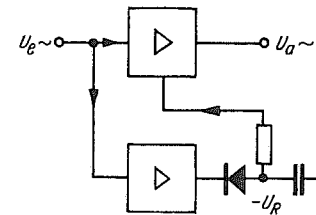


Bild 9.13. Blockschaltbild eines Dynamikkompessors mit getrenntem Regelspannungsverstärker

50 bis 100 mV liegen. Da das die Spitzenwerte sind, dürfte der Effektivwert der Eingangsspannung 40 bis 80 mV betragen. Das ist der Mindestwert der Eingangsspannung, d.h. die Eingangsspannung an den leisen Stellen des Sprechtextes. An den lauten Stellen beträgt sie etwa 0,8 V und mehr.

Eine zu große Regelspannung am Gitter einer Röhre mit gekrümmter Kennlinie (und Regelpentoden haben zwangsläufig eine exponentiell gekrümmte U_{g1}/I_a -Kennlinie) muß nicht-lineare Verzerrungen verursachen. Darum erscheint ein Dynamikregler nach Bild 9.13. günstiger. Bei ihm erzeugt ein besonderer Verstärker die Regelspannung, wodurch sie unabhängig von dem Regelverstärker wird. Theoretisch ist auch noch eine 3. Variante – mit Vorwärtsregelung – möglich. Da aber die Regelspannung am Gitter der Regelpentode einen viel zu kleinen Wert hat, um aus ihr eine Gleichspannung von etwa

10 V zu gewinnen, wird diese Möglichkeit nicht ausgenutzt.

Unter den gezeigten Schaltungen ist nur die mit der Rückwärtsregelung gemäß Bild 9.12. eine echte Regelung. Die anderen Regler sind in Wirklichkeit Steuerungen. Begründung: Nur bei der Rückwärtsregelung ist ein geschlossener Regelkreis vorhanden. Die globale Bezeichnung *Regler* für Schaltungen, die in Wirklichkeit eine Steuerung und keine Regelung bewirken, datiert aus der Zeit, als die Regeltechnik noch in ihren Kinderschuhen steckte.

In Bild 9.14. ist die Schaltung eines ausgeführten Dynamikreglers mit Rückwärtsregelung zu sehen: Der Pentodenteil einer EBF 80 verstärkt die Eingangsspannung. In seinem Anodenkreis befindet sich ein Gleichrichter (mit den parallelgeschalteten Dioden der Röhre), die in ihm erzeugte Gleichspannung wird dem Steuergitter zugeführt und beeinflusst die Steilheit und damit die Verstärkung des Pentodenteiles. Die Siebung der Gleichspannung geschieht durch das RC-Glied $R2/C2$. Sie ist unerlässlich, weil es sonst zu einer Gegenkopplung des Verstärkers kommen würde. Die Zeitkonstante des RC-Gliedes bestimmt die Geschwindigkeit, mit der die Regelung einsetzt. Untersuchungen ergaben, daß die günstigste Zeitkonstante für Sprechtext bei 50 ms liegt. Ein Nachrechnen der Zeitkonstante in der Schaltung nach Bild 9.14. ergibt

$$t_k = R2 \cdot C2 = 4,7 \cdot 10^5 \frac{V}{A} \cdot 10^{-7} F \\ = 4,7 \cdot 10^{-2} s \text{ oder } 47 ms^*.$$

* Die Größe F (Farad) hat die Dimension $As \cdot V^{-1}$, wodurch man nach Multiplikation mit V/A und Kürzen die Dimension s erhält. Das Produkt $\Omega \cdot F$ ergibt folglich eine Zeit.

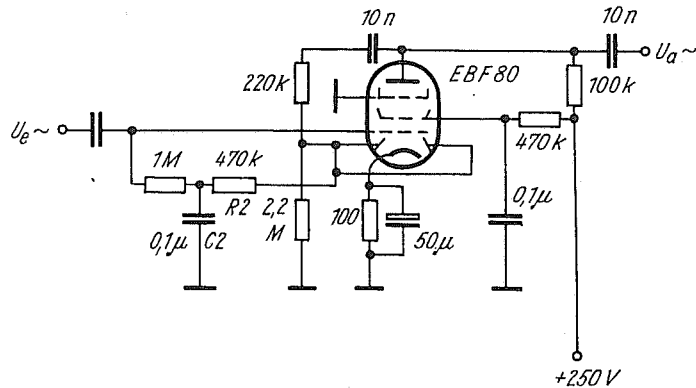


Bild 9.14. Schaltung eines Dynamikkompressors mit Rückwärtsregelung

Der Wert kommt den als optimal gefundenen 50 ms sehr nahe.

Die Schaltung eines etwas komfortreicheren Dynamikreglers wird in Bild 9.15. gezeigt. Wie leicht zu sehen ist, handelt es sich um eine Steuerung mit getrenntem Regelspannungsverstärker. Die Eingangsspannung wird sowohl dem eigentlichen Regelverstär-

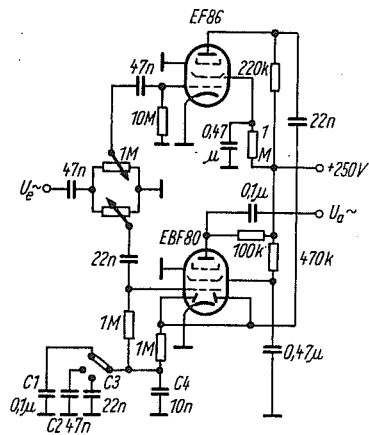


Bild 9.15. Schaltung eines Dynamikkompressors mit getrenntem Regelspannungsverstärker

ker mit einer EBF 80 als auch dem Regelspannungsverstärker mit einer EF 86 zugeleitet. Die Gleichrichtung erfolgt mit den Dioden der EBF 80. Die Verstärkung beider Verstärker kann getrennt an 2 Potentiometern (je 1 MΩ) eingestellt werden. Eine Besonderheit der Schaltung ist die umschaltbare Zeitkonstante. Durch wahlweises Einschalten eines der 3 Kondensatoren C1 ... C3 läßt sich die Regelzeitkonstante des Regelverstärkers ändern. C4 bleibt ständig eingeschaltet und soll Rückkopplungserscheinungen beim Umschalten des Schalters verhindern. Wie sich aus einer einfachen Multiplikation ergibt, kann man die Zeitkonstanten 32, 57 und 110 ms an ihm einstellen.

Diese Dynamikkompressoren haben einen großen Nachteil. Bei plötzlich einsetzender Regelung, also bei schlagartig auftretenden großen Amplituden in der Sprechwechselspannung, erfolgt im Anodenkreis der Regelröhre ein Stromstoß. Dieser pflanzt sich durch den Verstärker fort und ruft in Induktivitäten (Übertragern) einen Ein-

schwingvorgang hervor. Bei diesem treten Induktionsspannungen auf, die groß genug sein können, um den folgenden Sender zu übersteuern. So bewirkt der Dynamikkompressor gerade das Gegenteil von dem, was er sollte!

In Grenzen läßt sich dieser Nachteil durch eine Gegentaktschaltung des Regelverstärkers kompensieren. Da sich die Stromstöße in den Anodenkreisen des Regelverstärkers in (Gegentakt-) Übertragern aufheben oder zumindest aufheben sollten, besteht kaum eine Gefahr der Erzeugung von Einschwinginduktionsspannungen.

Bild 9.16. zeigt einen aufwendigen Gegentaktdynamikkompressor nach Jakubaschk. Es handelt sich um einen Regelverstärker mit getrenntem Regelspannungsverstärker. Diesen realisiert man mit den Heptodenteilen der Verbundröhren ECH 81. Die Wechselspannung liegt an den Gittern 3, wäh-

rend die Regelspannung den Gittern 1 zugeführt wird. Parallel zu den Gittern 3 werden die Gitter der Triodenteile angesteuert, die als Regelspannungsverstärker wirken. Die Gleichrichtung der verstärkten Sprechwechselspannung und damit die Erzeugung der Regelspannung geschieht im Brückengleichrichter D1 ... D4, der aus 2 Röhren EAA 91 besteht. Die EC 92 am Eingang des beschriebenen Gerätes dient als Phasenumkehrer. Für die beiden Übertrager Tr1 und Tr2 sind möglichst gute NF-Transformatoren zu verwenden, etwa Gegentaktingangsübertrager von NF-Kraftverstärkern, jedoch keinesfalls solche mit Mumetallblechen.

Durch einfaches Umkehren der Regelspannung mit Sch1 wirkt das Gerät als Dynamikexpander (»-dehner«), dessen Regelkurve spiegelbildlich zu der des Kompressors verläuft. Dynamikexpander haben allerdings für die Nach-

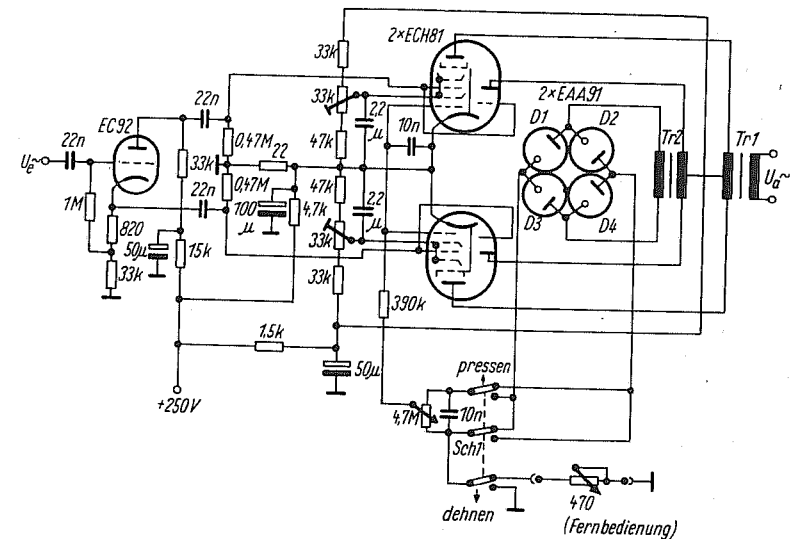


Bild 9.16. Gegentaktdynamikregelverstärker nach Jakubaschk

richtentechnik kaum Bedeutung erlangt, obwohl sie verschiedentlich von der Rundfunkempfängerindustrie versuchsweise lanciert wurden. Sie sollen die zur Rundfunkübertragung eingeeengte Dynamik von Musikaufführungen (s. Tabelle auf S.47) wiederherstellen, um auf diese Weise die Verhältnisse des Konzertsaaes im Wohnzimmer des Rundfunkhörers besser darzustellen.

Diese Möglichkeit ist indes aus 2 Gründen illusorisch:

Einmal kann der automatisch wirkende Dynamikexpander niemals die partiturgerechte Arbeit des Toningenieurs nachgestalten, zum anderen ist das Volumen eines Wohnzimmers viel zu klein, um die Dynamik eines großen Orchesters richtig wiedergeben zu können, ohne daß es zu Überdeckungserscheinungen u.ä. kommt!

Der Netzteil des beschriebenen Dynamikreglers muß einen kleinen Innenwiderstand aufweisen, damit er die Stromstöße bei der Regelung verarbeiten kann; denn im Stromversorgungsteil addieren sich die Stromstöße der Anodengleichströme.

Einen anderen Weg geht eine Dynamikkompessorschaltung, die 1964 in der US-amerikanischen Fachliteratur beschrieben wurde. Sie beruht darauf, daß sich die Gegenkopplung

eines Verstärkers und damit der Verstärkungsgrad mit der Ausgangsspannung des Verstärkers ändern. In Bild 9.17. ist die Musterschaltung zu sehen. In der ersten Stufe eines 3stufigen Verstärkers befindet sich ein Emittterwiderstand $6,8\text{ k}\Omega$, der eine große Gegenkopplung bewirkt. Die gegengekoppelte Emittterschaltung wird auf S.248 behandelt. Ihre Verstärkung vermindert sich unter dem Einfluß des Emittterwiderstandes um den gleichen Faktor, wie der Eingangswiderstand steigt.

Parallel zu diesem Emittterwiderstand liegt die Serienschaltung eines $15\text{-}\mu\text{F}$ -Elektrolytkondensators und einer Germaniumdiode. Der Durchlaßwiderstand dieser Diode hängt von der an ihr stehenden Gleichspannung ab, d. h., der Emittterwiderstand wird unter dem Einfluß dieser Gleichspannung weniger oder mehr überbrückt. Oder: Der Verstärkungsfaktor der gegengekoppelten Stufe ist eine umgekehrte Funktion der an der Germaniumdiode stehenden Gleichspannung. Diese Gleichspannung wird aus der in 2 weiteren Stufen verstärkten Ausgangsspannung des Verstärkers durch Gleichrichtung gewonnen. Zur Siebung dient ein $25\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensator.

Bei verschwindend kleiner Eingangsspannung ist auch die Ausgangsspannung sehr gering, der Durchlaßwider-

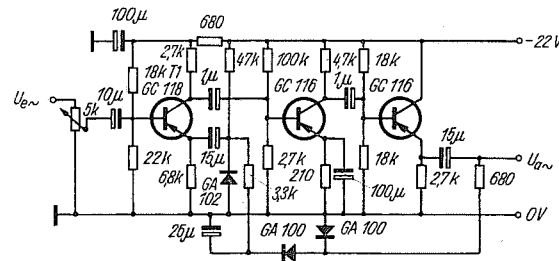


Bild 9.17.
Dynamikkompessor mit Regelung in der Gegenkopplung

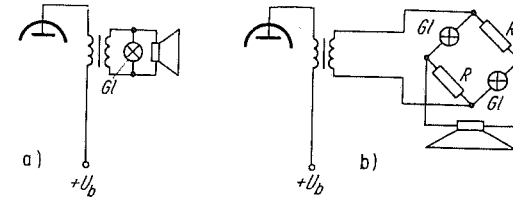


Bild 9.18.
Einfache Dynamikexpander mit Glühlämpchen; a – parallel zur Lautsprecherschwingspule, b – in einer Brückenschaltung zwischen Endstufe und Lautsprecher

stand der Diode am kleinsten und die Verstärkung am größten. Bei größer werdender Ein- bzw. Ausgangsspannung nimmt der Durchlaßwiderstand der Diode (infolge der nun kleineren Durchlaßspannung) zu und die Verstärkung ab. Ein Pegel von 15 bis 20mV ist zwecks günstigster Wirksamkeit dieses Kompressors zu empfehlen.

Der in der Originalschaltung in allen 3 Stufen eingesetzte Transistor 2N1305 der Texas Instruments läßt sich gegen unseren GC116 bzw. GC118 leicht austauschen. Für T1 wählt man einen Transistor mit möglichst großem h_{21e} (Stromverstärkung), damit auch die Verstärkungsverringern durch die Gegenkopplung groß ist. Da dieser Transistor meist gleichzeitig rauscharm sein soll, wird ein GC117 oder GC118 mit großer Stromverstärkungsgruppe empfohlen. Die Diode 1N720 kann gegen eine beliebige Germaniumdiode unserer Produktion ausgetauscht werden. Die beiden Dioden im Gleichrichter müssen vom gleichen Typ sein. Außerdem ist die Diode GA102 auf

Grund ihrer Kennlinie besonders als geregelter Widerstand im Emittterkreis zu empfehlen.

Erwähnt sei noch eine einfache Dynamikexpanderschaltung, die mit äußerst geringem Aufwand arbeitet. Heißeleiter – schon einfache Taschenslampchen – haben bei geringer Spannung einen größeren Widerstand als bei hohen Spannungen. Das läßt sich ausnutzen, sei es durch einfaches Parallelschalten eines Lämpchens zur Schwingspule des Lautsprechers, sei es durch Zwischenschalten einer Brücke mit ohmschen Widerständen und Lämpchen zwischen Verstärkerausgang und Schwingspule (Bild 9.18.a,b). Der Nachteil dieser Methode besteht in der Leistungsaufnahme der Lämpchen, die selbstverständlich dem Lautsprecher verlorengeht. Die erfahrungsgemäß günstigste Dimensionierung der Brücke ist aus Tabelle 9.1. ersichtlich. Das Auswechseln der mit Schraubfassung versehenen Lämpchen kann ohne Mühe geschehen.

Dem Leser wird aufgefallen sein, daß

Tabelle 9.1. Dimensionierung der Heißeleiterbrücke in Bild 9.18.b

Lautsprecherimpedanz	Widerstände R	Lämpchen für $P_{\text{aus}} = 4\text{ W}$	Lämpchen für $P_{\text{aus}} = 8\text{ W}$
3	0,5	2,5 V/0,2 A	3,5 V/0,3 A
5	0,8	3,5 V/0,2 A	5,0 V/0,1 A
7,5	1,5	–	$2 \times 4\text{ V/0,1 A}$ parallelgeschaltet

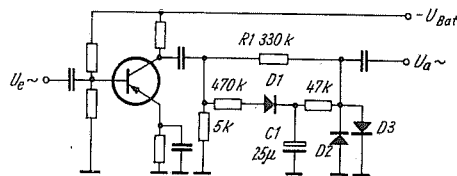


Bild 9.19.
Dynamikkompressor mit nicht-
linearer Spannungsteilung

die meisten bisher gezeigten Schaltungen von Dynamikkompressoren mit Elektronenröhren bestückt sind. Nun dringt die Halbleitertechnik aber ständig stärker ein in das Gebiet der kommerziellen Nachrichtentechnik. Es liegt nahe, Dynamikkompressoren auch mit Halbleiterbauelementen zu bestücken.

Selbstverständlich können Dynamikkompressoren nach dem Prinzip der Rückwärtsregelung auch mit Transistoren aufgebaut werden. In jedem Schwerhörigenverstärker wendet man dieses Prinzip an.

Diese Art der Regelung verändert jedoch die Vierpolparameter des geregelten Transistors sehr stark, u.a. Ein- und Ausgangswiderstand.

Die in der Hochfrequenztechnik benutzte Art der Aufwärtsregelung ist bei RC-gekoppelten Verstärkerstufen wenig sinnvoll; denn der relativ große ohmsche Widerstand im Kollektorkreis verhindert das Fließen großer Kollektorströme. Diese sind jedoch Voraussetzung für eine Aufwärtsregelung, denn erst bei großen Kollektorströmen nimmt die Verstärkung eines Transistors nennenswert ab.

Aus allen diesen Gründen geht man im transistorisierten Dynamikkompressor andere Wege.

Bild 9.19. zeigt eine Kompressor-schaltung nach Miller. Die in dem Transistor verstärkte Spannung wird zwischen R1 (330 kΩ) und dem Sperrwiderstand der Diode D2 geteilt.

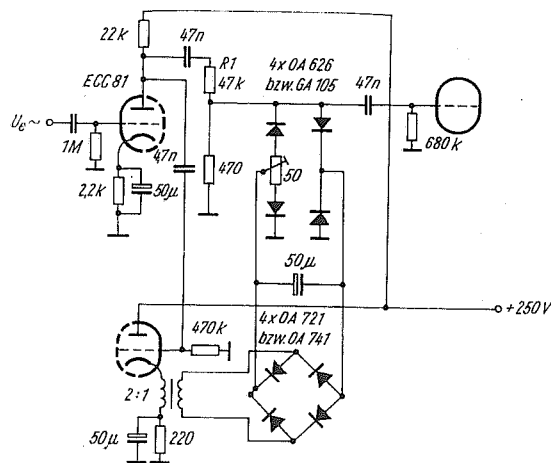


Bild 9.20.
Andere Dynamikkompessor-schaltung mit nichtlinearer Spannungsteilung

Dieser Sperrwiderstand ist abhängig von der an der Diode liegenden Sperrspannung. Diese wird durch Gleichrichtung der verstärkten Sprechwechselspannung mit D1 und Siebung durch C1 gewonnen. D3 soll lediglich den Elektrolytkondensator vor Spannungsspitzen in falscher Richtung schützen. Mit dieser primitiv anmutenden Kompressorschaltung erzielte Miller eine Kompression von 15 dB bei einer Eingangsspannung von etwa 5 mV.

Die Schaltung fand in den letzten Jahren rasche Verbreitung unter den Elektronikamateuren. Sie arbeitet einfach und zuverlässig ohne viel Aufwand. Die Dimensionierung der Verstärkerstufe sowie die Auswahl des Transistors geschieht nach den üblichen Gesichtspunkten (s. Abschnitt 4.). Transistoren vom Typ GC 116 bis GC 118 sind besonders geeignet.

Eine röhrenbestückte Schaltung kann selbstverständlich ebenfalls mit einem Spannungsteiler aus ohmschen und

nichtlinearen Widerständen arbeiten. Bild 9.20 zeigt ein Beispiel dafür.

Die in einem System der ECC 81 verstärkte Sprechwechselspannung wird über einen Spannungsteiler dieser Art geleitet. Er besteht aus dem Widerstand R1 (47 kΩ) und den Sperrwiderständen der 4 Germaniumdioden D1 bis D4 (4 × OA 626 bzw. 4 × GA 105). Die Dioden sind zu einer Brücke zusammengeschaltet, die symmetrisch für beide Halbwellen der Sprechwechselspannung wirkt. Sie werden durch eine amplitudenabhängige Gleichspannung in Sperrrichtung vorgespannt, verändern also ihren Sperrwiderstand unter dem Einfluß der Wechselspannung. Die Dioden OA 721 dienen lediglich zur Gleichrichtung der Wechselspannung und zum Gewinnen der amplitudenabhängigen Sperrspannung. Ein 50-μF-Kondensator beruhigt diese Spannung, die Lautstärkespitzen werden in ihm integriert. Die Regelspannung hängt damit von der mittleren Lautstärke ab.

9.4. Filter und Entzerrer

9.4.1. LC-Filter

Beinahe so alt wie die elektronische Verstärkung ist die Geschichte der Filter: Es handelt sich dabei um Vierpole, die entweder bei bestimmten Frequenzen wenig oder besonders viel Dämpfung aufweisen bzw. ein bestimmtes Frequenzgebiet durchlassen oder dämpfen. Je nach Übertragungscharakteristik des Filters nennt man es Hochpaß, Tiefpaß, Bandpaß usw.

Die ältesten Filter sind zweifellos die mit Induktivitäten und Kapazitäten aufgebauten. Die mathematischen Zusammenhänge, die für derartige Filter-

Vierpole gelten, wurden u. a. von Cauer und Feldtkeller erforscht.

Je nach Art der Anordnung der einzelnen Glieder erhält man eine T- oder eine π-Schaltung. Bild 9.21. zeigt Hoch- und Tiefpaß in T- und π-Schaltung. Für beide Filter gelten die gleichen Dimensionierungsregeln, nur daß die der Dämpfung beim Hochpaß unterhalb der Grenzfrequenz mit fallender Frequenz steigt, beim Tiefpaß oberhalb der Grenzfrequenz mit wachsender Frequenz (Bild 9.22.).

Die Dämpfungskurven von Hoch- und Tiefpaß verlaufen spiegelbildlich zueinander. Theoretisch ist bei beiden