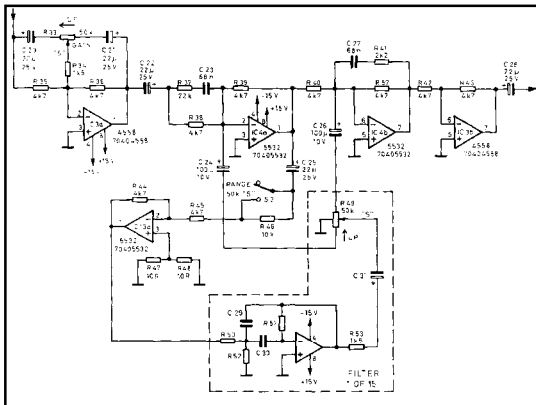


7. analoge Audiotechnik



Ueberblick Scripts

Theorie der Tontechnik

1. Geschichte der Tontechnik	tt01.pdf
2. Gehör	tt02.pdf
3. Mikrofone	tt03.pdf
4. Schallquellen	tt04.pdf
5. Lautsprecher und Kopfhörer	tt05.pdf
6. Akustik und Raumbeschallung	tt06.pdf
7. analoge Audiotechnik	tt07.pdf
8. digitale Audiotechnik	tt08.pdf
9. Signalaufzeichnung	tt09.pdf
10. Technik der Musikaufnahme	tt10.pdf
Anhang	
Grundlagen	ttA.pdf

Inhalt

1. Analoge Audiogeräte im praktischen Betrieb
2. Röhrenschalttechnik
3. Effektgeräte

fehlt noch:

4. Mischpulte
5. Analogschaltungen mit OpAmps
6. Halbleiterschalttechnik

Tontechnik special

Aufnahmen	ttspecial.aufnahmen
Grundlagen	ttspecial.grundlagen
Lautsprecher im Raum	ttspecial.L-imraum
Mhs2	ttspecial.mhs2
Mikrofone	ttspecial.mikrofon
Musikakustik	ttspecial.musikakustik
Surround	ttspecial.surround

Materialien zur Tontechnik

Computer	computer.pdf
Diverses	diverses.pdf
HD-Recording	hdrecording.pdf
Headphon	headphone.pdf
Lautsprecher	lautsprecher.pdf
Manuals	manuals.pdf
Mikrofone	microphone.pdf
Sound absorption	soundabsorption.pdf
Surround	surround.pdf
Technik	technik.pdf
Tube Data	tubedata.pdf

1. Analoge Audiogeräten im praktischen Betrieb

1.1 Anschluss am Stromnetz

Bild 1 zeigt die technische Auslegung des Stromnetzes mit den drei Phasen und dem Null-Leiter.

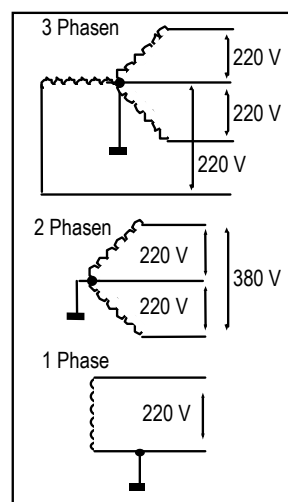
Die Phasenverschiebung zwischen den Phasen beträgt jeweils 120°. Der Nullleiter müsste in Verbrauchernähe mit der Erde verbunden sein.

Die "Sauberkeit" dieser Erdung ist aber nicht garantiert.

Die Spannung einer Phase beträgt 220 Volt (resp. 235 Volt). Zwei Phasen zusammengenommen ergeben eine Spannung von 380 Volt (Addition von 2 mal 220 Volt mit einer Phasenverschiebung von 120°).

Audiogeräte werden an normalen Steckdosen (und somit an einer Phase des Stromnetzes) angeschlossen. Der Nullleiter (ob sauber oder unsauber mit der Erde verbunden) ist also immer mit im Spiel.

Bild 1: 3-Phasen-Stromnetz, mit den resultierende Spannungen und Phasenlagen



Netzanschluss von zusammengeschalteten Audiogeräten

Wenn zwei oder mehrere NF-mässig zusammengeschaltete Audiogeräte am Netz angeschlossen sind, muss folgendes beachtet werden:

- Praktische Netztrafos entsprechen nicht dem theoretischen Ideal. Ein Wicklungsende befindet sich immer näher beim Eisenkern. Ueber die unvermeidbare kapazitive Verkoppelung der Wicklung mit dem Eisenkern (dargestellt als Clek) fliesst ein Leckstrom. Der Anfang der Primärwicklung ist stärker mit dem Kern verkoppelt als das Wicklungsende.

Das gleiche gilt für die Verkoppelung von Primär und Sekundärwicklung:

- Je nach der Art des Anschlusses der Primärwicklung am Netz (Nullleiter am Wicklungsanfang oder am Wicklungsende), sowie je nach der Beschaltung der Sekundärwicklung im Gerät, kann über den Nullleiter ein Leckstrom fließen. Die Folge können Brummspannungs-Einkopplungen sein.

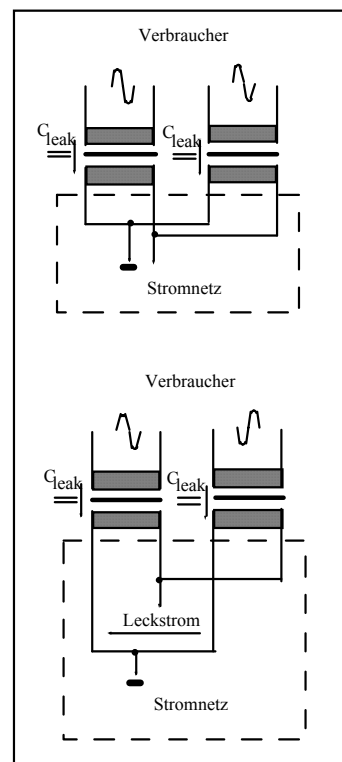
Um diese Erscheinung zu vermeiden gibt es folgende Möglichkeiten:

- Alle Geräte sind intern korrekt verdrahtet und auch korrekt am Stromnetz angeschlossen.
- Man schliesst die Geräte so am Netz an, dass diese Brummspannungseinkopplung minimal ist.

Bild 2: Situation beim Netzanschluss von zwei (oder mehreren) Geräten, die NF-mässig miteinander verbunden sind

Praktisch:

- Man verpolt die Netzanschlüsse der zwei Geräte, bis bei aufgedrehtem Lautstärkeregel der eventuell hörbare Brumm minimal ist. Sind mehr als zwei Geräte angeschlossen und audiomässig untereinander verkoppelt muss die ganze Installation in der beschriebenen Weise durchgecheckt werden



1.2 Masseverbindungen von mehreren Geräten

Verkoppelte Audiogeräte müssen einzeln und "gleichwertig" mit einem sauberen Massepunkt verbunden werden.

Wichtig:

- Der Nullleiter des Stromnetzes ist selten (oder eigentlich nie) eine saubere Erdverbindung!

1.2.1 Generell

Optimal

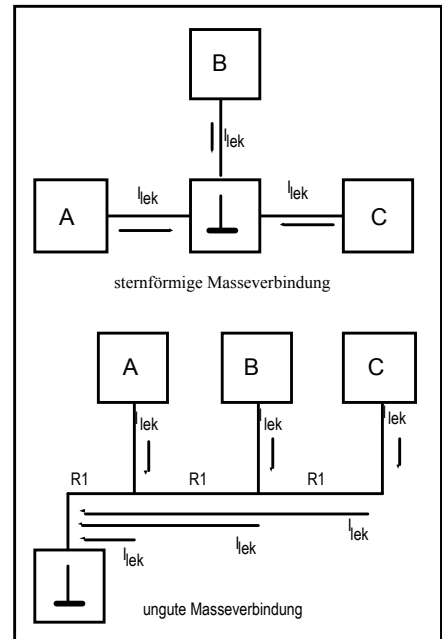
In der Regel problemlos sind sternförmig ausgeführte Masseverbindungen.

Sternförmige Masseverbindungen sind nicht in jedem Fall optimal. Zum Beispiel, wenn Effektgeräte in ein Mischpult eingeschleuft werden, oder bei Aufnahmegegeräten die Ein- und Ausgänge am Mischpult angeschlossen sind.

In diesen Fällen ist es oft besser (und auch einfacher), wenn nur das Mischpult sauber an einen Massepunkt gelegt wird, und die Masse der andern Geräte am Mischpult angeschlossen werden.

Man kann dann diese Geräte als eine Art von "Ausstülpungen" des Mischpultes betrachten.

Bild 3 gute und schlechte Möglichkeit für die Erdung von verkoppelten Geräten

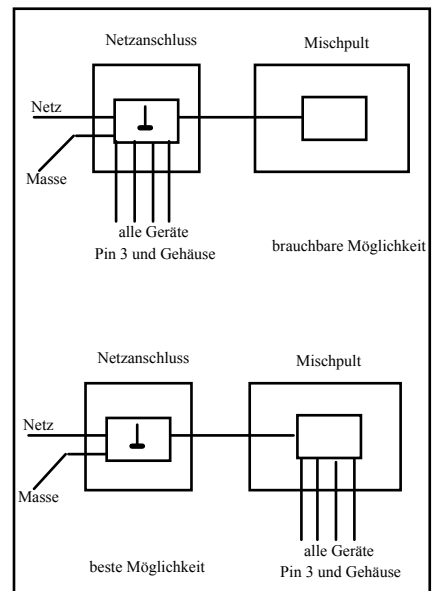


Problematisch

Masseverbindung muss man immer auch als Widerstände betrachten.

Wenn die Leckströme verschiedener Geräte durch gemeinsame Masseverbindungen fließen, kommt es zur Verkoppelung der einzelnen Brummspannungen.

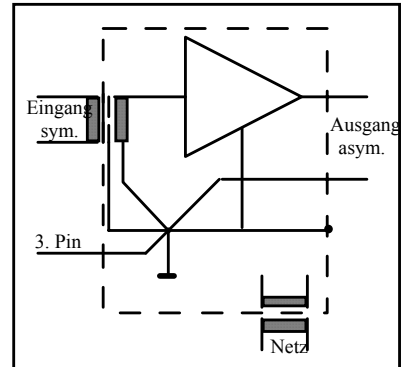
Bild 4 Möglichkeiten für saubere Erdung von verkoppelten Geräten



Geräte-Interne Masseverbindungen

Die Primärseiten von Eingangs- und Netztrafo müssen als "extern" betrachtet werden, denn die Abschirmung zwischen Primär- und Sekundärseite ist mit dem Gehäuse des Gerätes verbunden. Im Bild 5 sind die Sekundärseite des Eingangsübertragers, Die Masse des Verstärkers, das Gehäuse, der Pin 3 der Eingangsbuchse und die Signalmasse des Ausgangs auf einen internen Massepunkt gelegt. Die Sekundärseite des Netztrafos ist "schwebend"

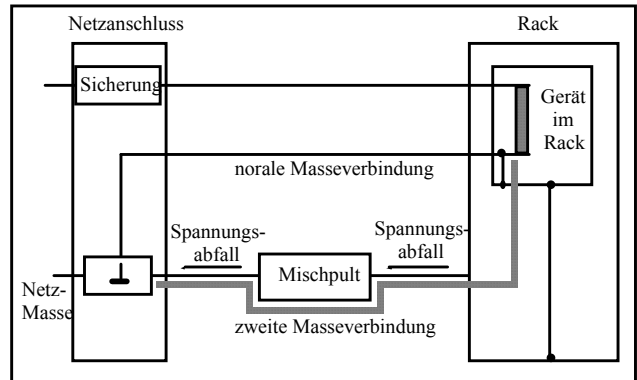
Bild 5 saubere interne Masseverbindungen in einem Gerät



Problematische Verkopplung von Geräten

Bild 6 zeigt die übliche Situation eines Regieraums mit einem Mischpult und einem Geräte-Rack. Eingezeichnet sind nur die relevanten Masseverbindungen. Es handelt sich um den typischen Fall einer Erdschleife

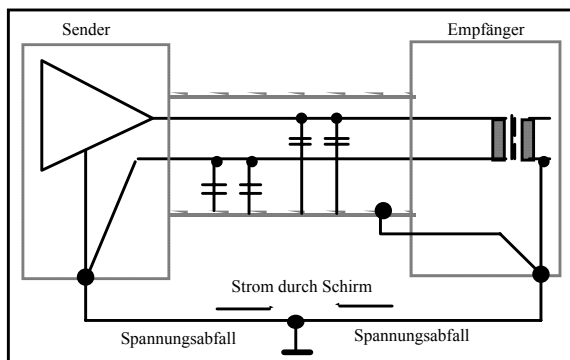
Bild 6 problematische Verkopplung von Netzmasse und Erde



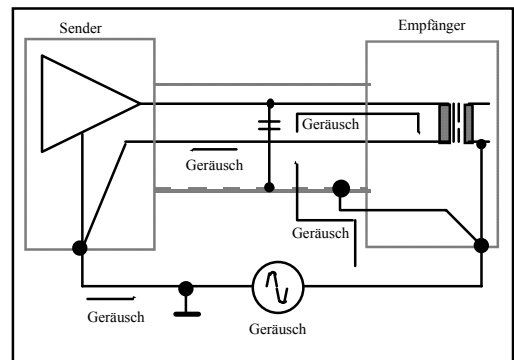
1.3 Zusammenschalten von Gerät

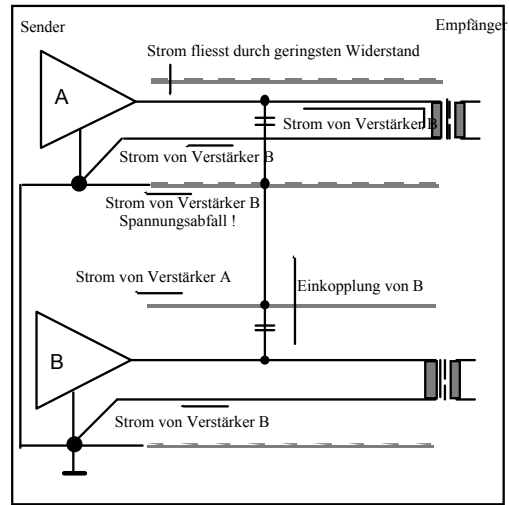
1.3.1 asymmetrischer Ausgang an symmetrischer Eingang mit Uebertrager

Schirm an Masse des Empfängers mit Uebertrager
Problem: mögliche Brummeinstreuungen



Schirm an Masse des Empfängers
Problem: mögliche Geräuscheinstrahlung

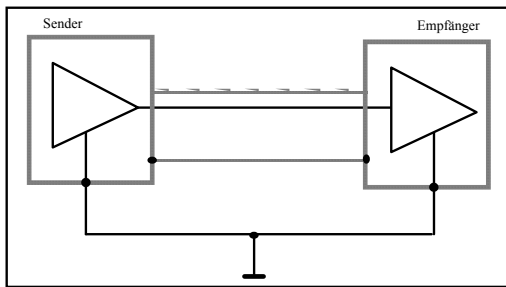




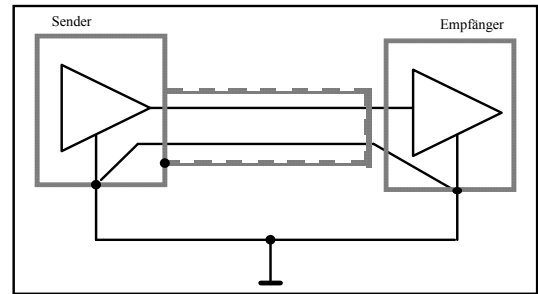
sehr problematisch, da Verkoppelung von zwei Verstärkern

1.3.2 asymmetrischer Ausgang an asymmetrischen Eingang

Schirm beidseitig verbunden
sehr problematisch, da "wirksame" Erdschleife!

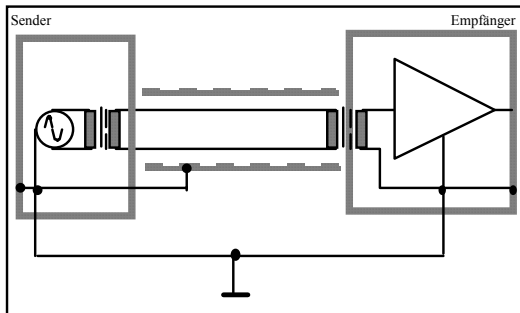


Schirm sendeseitig an Masse
problematisch, Erdschlaufeneffekt möglich

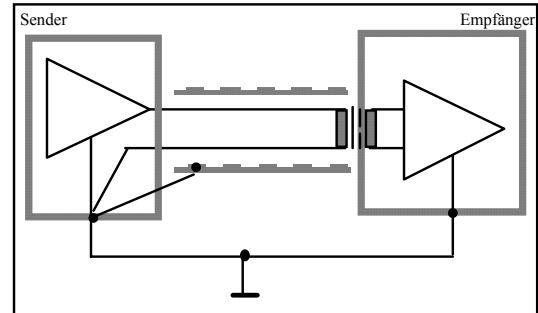


1.3.3 Eingang symmetrisch und erdfrei

unproblematisch, optimale Verbindung von 2 Geräten

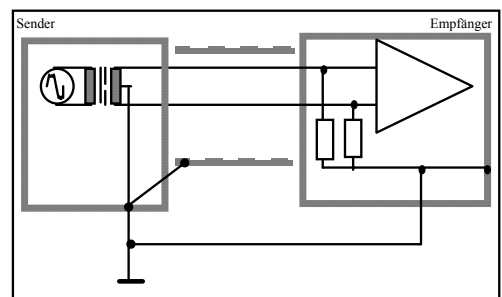
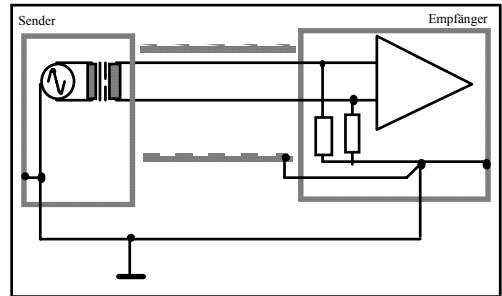
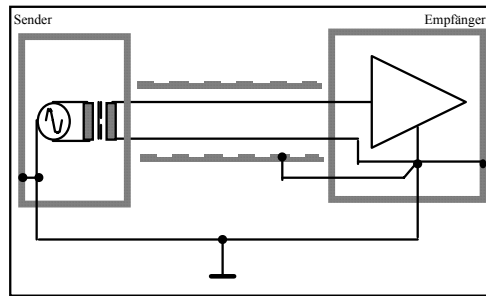


problemlos, keine Erdschleifen möglich



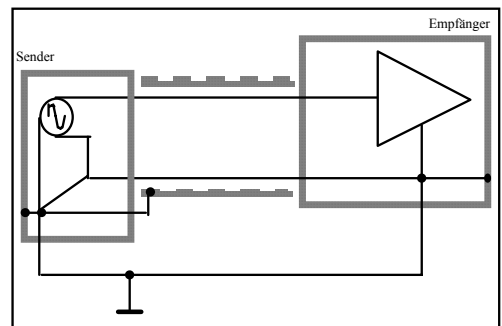
1.3.4 symmetrischer und erdfreier Ausgang an asymmetrischen und symmetrischen Eingang

problemlos, da keine Erdschleife möglich



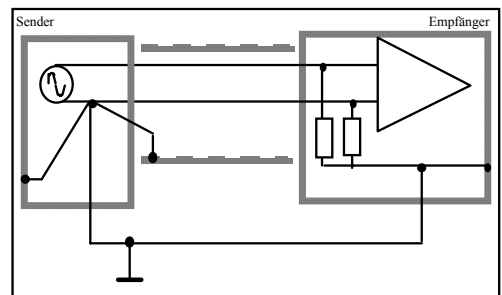
problemlos, da saubere Verbindungen ohne Erdschleifen

1.3.5 elektronisch symmetrierter Ausgang an asymmetrischen Eingang "cold" sendeseitig mit Masse verbunden



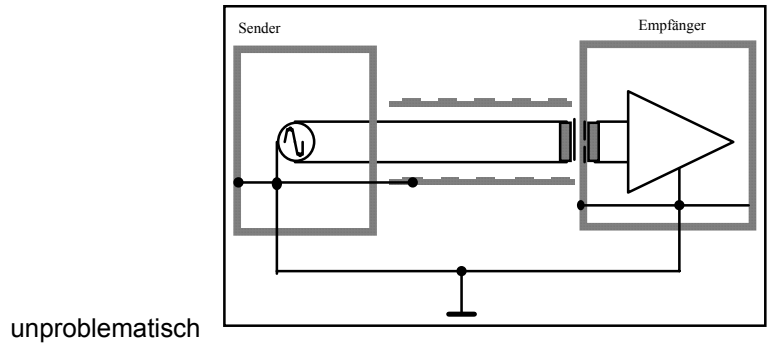
problematisch (Erdschleife, Schwingen der output-Stufe)

1.3.6 asymmetrischer Ausgang an elektronisch symmetrierten Eingang, Schirm sendeseitig an Masse

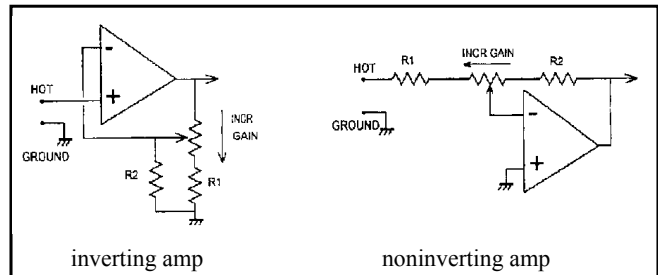


unproblematisch, saubere Verbindung ohne Erdschleife

1.3.7 Differenz-Ausgang an Differenz-Eingang, Schirm sendeseitig an Masse



1.4 Schaltungsmöglichkeiten für die Eingänge und Ausgänge von Geräten



asymmetrische a) non inverting, b) inverting

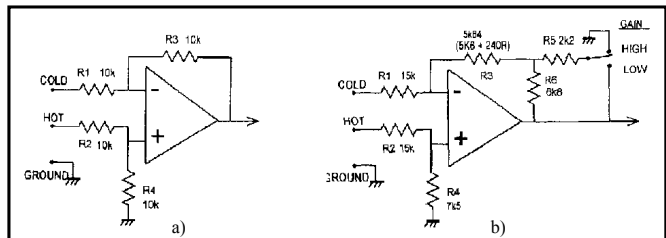


Bild 21 differential input, Schaltungen

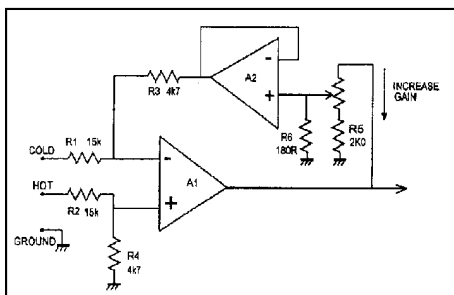
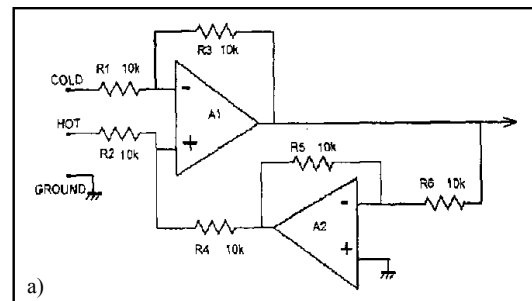


Bild 22 differential input, Schaltungen



differential input (inverting und non inverting input identischer Eingangswiderstand)

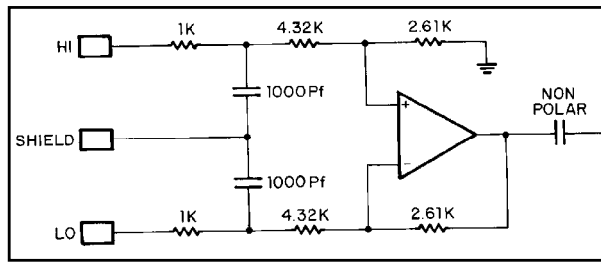


Bild 24 differential input, praktische Schaltung

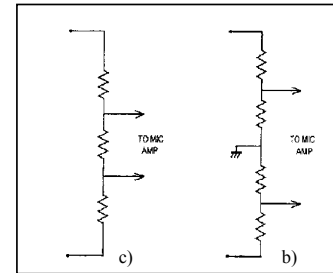
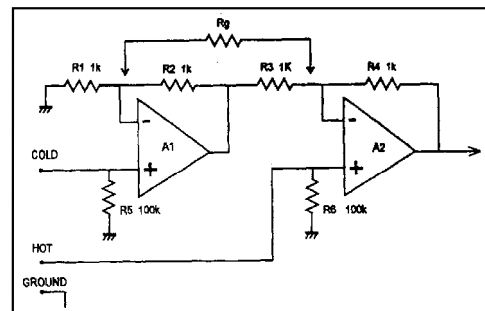
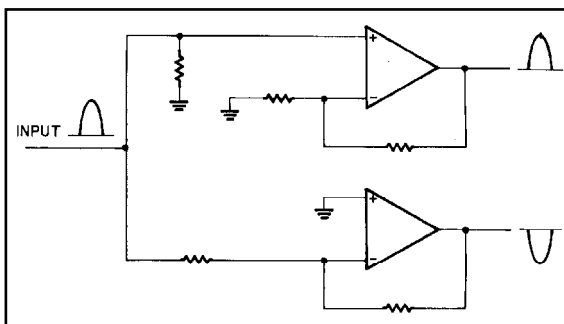


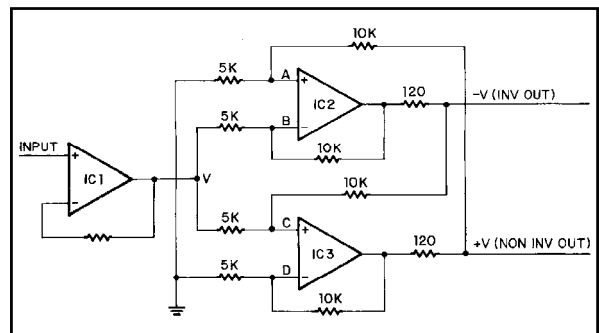
Bild 25 Vordämpfung für differential input (Schaltung b ist vorzuziehen)



differential input, hochohmig mit Verstärkungsregelung



symmetrischer Ausgang, einfache Schaltung



symmetrischer Ausgang (verhält sich wie Ausgangsübertrager)

2. Röhrentechnik

2.1 Trioden und Pentoden

Röhren sind hochevakuierte Glasgefäße, in denen mindestens zwei Elektroden untergebracht sind. Der Bezeichnung der verschiedenen Röhrentypen kann man die jeweilige Anzahl der Elektroden entnehmen. Es gibt Dioden, Trioden, Tetroden, Pentoden, Hexoden und Oktoden. Auf dem Audiogebiet spielen heute nur noch Trioden, Tetroden und Pentoden eine Rolle.

Glühende Katode als Elektronenquelle

Alle Röhren haben eine Gemeinsamkeit. Eine der Elektroden, die Katode, wird von einem durch einen Heizfaden fließenden Strom zur hellen Rotglut erhitzt. Sie emittiert dann freie Elektronen, die sie als Elektronenwolke umhüllen. Die Erwärmung der Katode geschieht entweder direkt, der Heizfaden übernimmt gleichzeitig die Katodenfunktion, oder indirekt, indem eine röhrenförmige Katode durch einen elektrisch getrennten Heizfaden aufgeheizt wird.

Heute werden fast ausschließlich Röhren mit indirekter Heizung verwendet.

Anode und Steuergitter

Die einfachste Verstärkerröhre, die Triode, enthält zusätzlich zur Katode ein Steuergitter und eine Anode. Die Einheit Heizfaden-Katode-Gitter-Anode ist konzentrisch aufgebaut (siehe Bild 1).

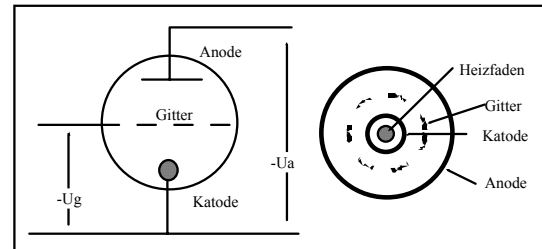


Bild 28 Aufbau einer Triode

Wenn an die Anode eine (bezogen auf die Katode) positive Spannung angelegt wird, werden die von der Katode emittierten freien Elektronen von dieser Elektrode angezogen. Von der Katode zur Anode fließt ein Elektronenstrom.

Bei der dritten Elektrode handelt es sich um ein aus feinem Draht gewickeltes Gitter, das die Katode mit geringem Abstand auf ihrer ganzen Länge umhüllt. Da die Abstände zwischen den einzelnen Drahtwindungen des Gitters groß sind im Verhältnis zum Durchmesser des Drahtes, können die Elektronen ungestört von der Katode zur Anode fließen. Liegt an diesem Drahtgitter aber eine (bezogen auf die Katode) negative Spannung an, wird der Elektronenstrom von der Katode zur Anode beeinflusst. Wirksam wird dabei der kombinierte Anziehungseffekt der positiven Anode und die Abstoßwirkung des negativen Gitters. Bei einer positiven Spannung an der Anode und zunehmend negativ werdender Spannung am Gitter wird der von der Katode zur Anode fließende Elektronenstrom immer kleiner. Eine Veränderung der negativen Gitterspannung, verursacht zum Beispiel durch ein am Gitter angelegtes Audiosignal, hat eine entsprechende Änderung des Elektronenstroms zur Folge. Diese Spannungs-Stromsteuerung geschieht proportional und leistungslos (von der Katode können keine Elektronen zum negativ vorgespannten Gitter fließen)

Röhrenkonstanten und Diagramme (Bild 2)

Bild 2 zeigt in zwei unterschiedlichen Darstellungen die Abhängigkeit des durch die Röhre fließenden Anodenstroms von der negativen Gitterspannung. Diese Bilder zeigen, dass primär die negative Spannung am Gitter, zusätzlich aber auch die Anodenspannung eine Steuerwirkung auf den Anodenstrom hat.

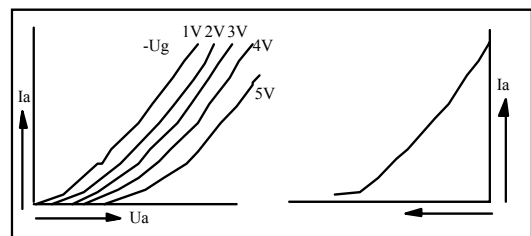


Bild 29 Kennlinien einer Triode

Die Eigenschaften einer Triode werden mit den Röhrenkonstanten Leerlaufverstärkungsfaktor μ , Durchgriff D , Innenwiderstand R_i und Steilheit S beschrieben.

Leerlaufverstärkungsfaktor μ

Mit μ bezeichnet man das Verhältnis der Anodenspannungsänderung ΔU_a zur gegenphasigen Gitterspannungsänderung ΔU_g bei gleichbleibendem Anodenstrom.

Beispiel: Wenn man die Anodenspannung um 1 Volt erhöht, muss gleichzeitig die Gitterspannung um 0.1 Volt negativer gemacht werden, damit sich der Anodenstrom I_a nicht verändert.

In diesem Fall ist

$$\mu = \Delta U_a / \Delta U_g = 1V / 0.1V = 10.$$

Dieser μ -Wert besagt, dass sich eine kleine Veränderung der Gitterspannung auf den Anodenstrom gleich auswirkt, wie eine um den Faktor 10 grössere Änderung der Anodenspannung.

Durchgriff D

Es handelt es sich um den Reziprokwert von μ

Es gilt:

$$D = 1/\mu = \Delta U_g / \Delta U_a \quad (\text{bei konstantem Anodenstrom } I_a)$$

Innenwiderstand R_i (engl. Plate resistance)

R_i ist der Widerstand zwischen Katode und Anode, der die Grösse des Anodenstroms bei gleichbleibender Gitterspannung bestimmt. Er wird berechnet, indem man eine kleinen Anodenspannungsänderung durch die entsprechende Änderung des Anodenstroms teilt.

Beispiel: Eine Anodenstromänderung von 1 Volt verursacht eine Anodenstromänderung von 0.1 mA. Dann ist

$$R_i = \Delta I_a / \Delta U_a = 1V / 0.0001A = 10 \text{ k}\Omega \quad (\text{bei konstantem } U_g)$$

Die Steilheit S

S kennzeichnet die durch eine Gitterspannungsänderung verursachte Änderung des Anodenstroms. Dies bei gleichbleibender Anodenspannung.

Für die Steilheit gilt also:

$$S = \Delta I_a / \Delta U_g$$

Beispiel: Eine Gitterspannungsänderung von 1 Volt verursacht eine Anodenstromänderung von 1mA. Dies ergibt für die Steilheit einen Wert von $S = 1\text{mA}/1$

Die Parameter Steilheit S, Innenwiderstand R_i und Durchgriff D sind durch die Röhrgleichung verbunden.

Diese lautet:

$$S \cdot R_i \cdot D = 1$$

oder, wenn man den Durchgriff durch den Leerlaufverstärkungsfaktor μ ersetzt:

$$S \cdot R_i \cdot 1/\mu = 1$$

Die beschriebenen Röhrenkonstanten lassen sich für jede Röhre messtechnisch ermitteln. Direkt damit anfangen kann aber noch nicht viel. In der Praxis will man in den meisten Fällen nicht eine Strom-, sondern eine Spannungs- oder Leistungsverstärkung realisieren.

Zum Spannungsverstärker wird eine Röhre erst durch einen im Anodenstromkreis eingefügten Widerstand. Der durch diesen Widerstand fliessende Anodenstrom erzeugt (gemäss Ohm'schen Gesetz) einen Spannungsabfall und damit eine sich proportional mit der Gitterspannung verändernde Ausgangsspannung. Die bei der Parameterermittlung vorausgesetzte konstante Anodenspannung ist in diesem Fall natürlich nicht mehr gegeben. Der Durchgriff, der "steuernde" Einfluss der Anodenspannung auf den Anodenstrom hat Auswirkungen auf die Spannungsverstärkung der Schaltung.

Der Spannungsverstärkungsfaktor ist wesentlich kleiner als der unter Messbedingungen ermittelte Leerlaufverstärkungsfaktor.

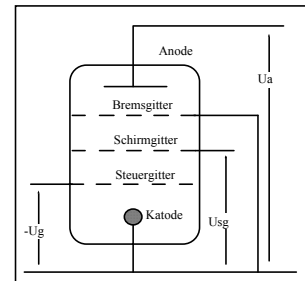
Beispiel:

Die Doppeltriode ECC83 hat einen μ -Wert von 100. In einer Verstärkerschaltung ist aber bestenfalls eine Spannungsverstärkung von 70 realisierbar.

Röhren mit Schirmgitter: Tetroden und Pentoden

Der Verstärkungsfaktor einer Röhre lässt sich vergrössern, wenn der Durchgriff, die Rückwirkung der Anode auf das Gitter und die Katode verkleinert oder beseitigt wird. Mit der Entwicklung der Tetrode wurde dieses Ziel weitgehend erreicht.

Bild 30 Schaltbild einer Pentode



Bei diesem Röhrentyp befindet sich zwischen Gitter und Anode eine weitere gitterförmige Elektrode. An dieses Schirmgitter wird eine fixe positive Spannung in der Grössenordnung der Anodenspannung gelegt. Im Bezug auf den von der Katode ausgehenden Elektronenstrom übernimmt diese mit Schirmgitter bezeichnete Elektrode die Elektronenanziehungsfunktion der Anode. Dieses Gitter ist so weitmaschig, dass die Elektronen nahezu unbeeinflusst durch das Schirmgitter zur Anode strömen können. Eine durch den Spannungsabfall am Anodenwiderstand R_a verursachten Änderung der Anodenspannung kann aber nicht durch das Schirmgitter auf das Steuergitter und die Katode zurückwirken. Da der Elektronenstrom nicht von der Anodenspannung beeinflusst wird, ist der Durchgriff praktisch gleich Null.

Mit der Entwicklung der Tetrode hat man den Trioden-Nachteil des Anodendurchgriffs gelöst, gleichzeitig aber ein neues Problem geschaffen:

In einer Spannungsverstärkerschaltung fällt die Spannung an der Anode bei starker Aussteuerung unter die des Schirmgitters. In diesem Fall fließen Elektronen von der Anode zum positiveren Schirmgitter. Bei der Pentode wird das durch ein zwischen Schirmgitter und Anode eingefügtes, zusätzliches Gitter verhindert. Dieses sogenannte Bremsgitter wird auf Massepotential gelegt. Es unterbindet den Rückfluss von Elektronen von der Anode zum Schirmgitter.

Bild 4 zeigt die Abhängigkeit des durch die Röhre fliessenden Anodenstroms von der Gitterspannung. Die zwei Diagramme zeigen eine starke Ähnlichkeit mit den Kennlinienfeldern eines Transistors. Man sieht, dass (abgesehen von einem Anfangsbereich) ausschliesslich die negative Spannung am Gitter den Anodenstrom steuert.

Im Unterschied zur Triode fliesst bei der Pentode aber nicht der ganze Elektronenstrom zur Anode. Ein kleiner Teil kann das Schirmgitter, nicht durchdringen, da diese Elektrode für den Elektronenstrom nicht vollkommen durchlässig ist. Es fliesst immer auch ein Schirmgitterstrom.

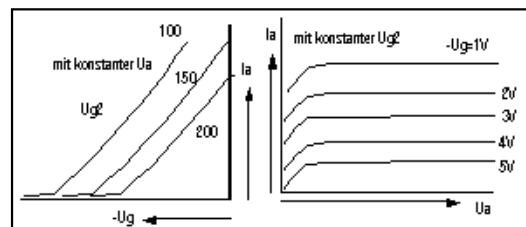


Bild 31 Diagramme einer Pentode

Wie bei der Triode lassen sich auch bei der Pentode die Verstärkereigenschaften mit Röhrenkonstanten charakterisieren:

- Die Steilheit S entspricht der Steilheit bei den Trioden.
- Wie bei den Trioden gilt

$$S = I_a / \Delta U_{g1} \quad (\text{bei konstanten } U_a, U_{g2} \text{ und } U_{g3})$$

- Der Innenwiderstand R_i einer Pentode entspricht dem der Trioden. Er ist aber bei der Pentode um vieles grösser.

$$R_i = \Delta U_a / \Delta I_a$$

(bei konstanten U_{g1} , U_{g2} und U_{g3})

- Die Begriffe Leerlaufverstärkungsfaktor μ und Durchgriff D spielen bei der Pentode keine Rolle.

Trioden und Pentoden als Spannungsverstärker

Die Spannungsverstärkung v einer Triode mit Anodenwiderstand R_a kann man mit den folgenden Formeln berechnen:

$$v_{\text{Triode}} = \mu \cdot 1/(1+R_i/R_a)$$

oder, wenn man den Leerlaufverstärkungsfaktor durch den Durchgriff ersetzt

$$v_{\text{Triode}} = 1D \cdot 1/(1+R_i/R_a)$$

Beispiel:

Spannungsverstärkung mit einem Systems der Doppeltriode ECC83

Anodenwiderstand $R_a = 220 \text{ Ohm}$.

Röhrenkonstanten: $\mu=100$, $R_i=62.5 \text{ kOhm}$

berechnete Spannungsverstärkung: $v = 78.125$

es handelt sich hier um den maximalen Wert, der mit einer Triode realisiert werden kann.

Die Spannungsverstärkung einer Pentode wird auf der Basis der Steilheit berechnet.

$$v_{\text{Pentode}} = S \cdot (R_i \cdot R_a / (R_i + R_a))$$

Ist der Anodenwiderstand viel kleiner als der Innenwiderstand (und das ist meistens der Fall, kann eine einfache Näherungsformel benutzt werden:

$$v_{\text{Pentode}} = S \cdot R_a$$

Beispiel:

Spannungsverstärkung der NF-Pentode EF86 mit einem Anodenwiderstand von 220 kOhm ,

Röhrenkonstante S im gewählten Ruhestrom-Arbeitspunkt: $S=1.1 \text{ mA/V}$

berechnete Spannungsverstärkung: $V = 198$

Trioden und Pentoden im Vergleich

Wenn man auf Grund des bisher gesagten die Verstärkereigenschaften von Trioden und Pentoden vergleicht, ist die deutliche Überlegenheit der Pentode mit ihrer um den Faktor 3 höheren Spannungsverstärkung nicht zu übersehen.

Trotzdem sind zumindest die Spannungsverstärkerstufen von Röhrengeräten vorwiegend mit Trioden bestückt.

Der Grund:

Der obige Vergleich betrifft nur die Spannungsverstärkung. Daneben gibt es aber auch andere Faktoren, die im Zusammenhang mit einem Audio-Verstärker eine Rolle spielen.

Tabelle 1: Vergleich der Grundsaltungen

Basis	Katode	Anode	Gitter
v	10 -200	max. 1	10-200
R_{in}	R_g	R_g	$< 1\text{kOhm}$
R_{out}	gross	klein	hoch

Tabelle 2: Verstärkereigenschaften $U_b = 300\text{ V}$, $R_a = 220\text{ k}\Omega$,
 R_g der folgenden Stufe = $680\text{ k}\Omega$

Röhre	ECC82	ECC83	EF86
I_a (mA)	0.89	0.63	1.1
R_k (k Ω)	3.9	2.2	2.2
R_{g2} (M Ω)	-	-	1
Verstärkung	14.5	72	194
Ausgangsspannung (Volt)	36	36	53

2.3 Spannungsverstärker

2.3.1 Allgemeines

Gittervorspannung

Unabhängig von der jeweiligen Schaltung und dem Röhrentyp muss das Steuergitter auf ein (bezogen auf die Katode) negatives Potential gelegt werden. Bei Spannungsverstärkerstufen ist es üblich, das Gitter über einen Widerstand auf Masse, und die Katode auf ein höheres Potential zu legen. Dies geschieht normalerweise mit Hilfe eines im Katodenkreis eingefügten Widerstandes.

Der durch die Röhre und diesen Widerstand fließende Anodenstrom bewirkt einen Spannungsabfall am Katodenwiderstand, der dann die Katode um den Betrag der notwendigen Gittervorspannung "hochhebt" (Bild 1). Der Katodenwiderstand wirkt im Signalkreis als Gegenkopplungswiderstand (davon wird im weiteren noch die Rede sein).

Dies ist oft unerwünscht. Vermeiden lässt sich diese Gegenkopplungswirkung durch einen, den Katodenwiderstand überbrückenden Kondensator.

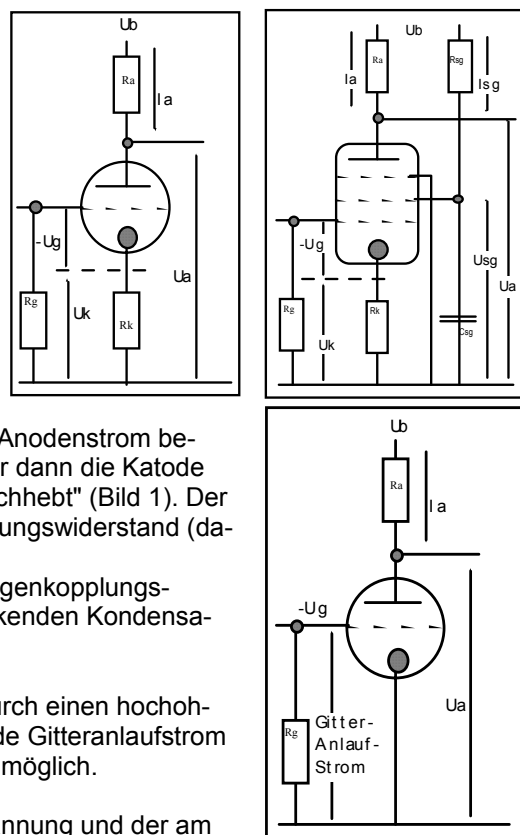
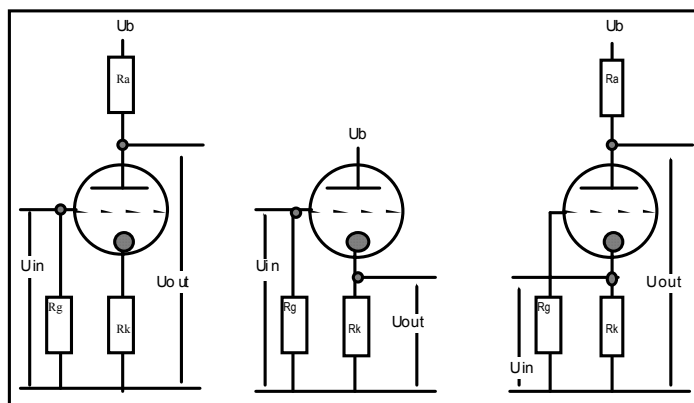
Die Gittervorspannung lässt sich auch mit Hilfe eines durch einen hochohmigen Gitterwiderstand (10 M Ω - 20 M Ω) fließende Gitteranlaufstrom erzeugen. Dies ist allerdings nicht mit jedem Röhrentyp möglich.

Bei Pentoden wird der Arbeitspunkt mit der Gittervorspannung und der am Schirmgitter anliegenden Spannung festgelegt. Das Schirmgitter wird über einen Widerstand mit der Betriebsspannung U_b verbunden. Der Kondensator R_{g2} verbindet das Schirmgitter wechsellspannungsmässig mit der Katode, oder mit der Masse (Bild 3.3)

2.3.2 Die Schaltungen

Ausgehend vom jeweiligen Bezugspunkt für die Eingangsspannung bezeichnet man die drei möglichen Grundschaltungen mit Katodenbasis-, Gitterbasis- und Anodenbasis-Schaltung (Bild 3.4 - 3.6).

Bild 34 Katodenbasis-, Anodenbasis- und Gitterbasis-Schaltung



Auf dem Audiogebiet gibt es für jede dieser drei Grundschaltungen spezifische Anwendungen:

- Die Katodenbasis-Schaltung eignet sich für "normale" Verstärkerstufen (hochohmiger Ein- und Ausgang, grösstmögliche Spannungsverstärkung)
- Die Anodenbasis-Schaltung wird als Impedanzwandler verwendet (hochohmiger Eingang, niederohmiger Ausgang, keine Spannungsverstärkung)
- Die Gitterbasis-Schaltung (Verstärkung wie Anodenbasisschaltung, niederohmiger Eingang, hochohmiger Ausgang) kommt in Phasenkehrstufen und beim Kaskodenverstärker zur Anwendung.

Tabelle Eigenschaften verschiedener Röhren

Röhre	ECC81	ECC82	ECC83	ECC88
Ra (kOhm)	220	47	220	15
Verstärkung	33	13.5	72	24
Uout (Vrms)	78	43	36	53
THD (%)	1.7	1.6	0.75	1.2

(10V Ausgangsspannung bei 1kHz)

Natürlich lassen sich alle drei Grundschaltungen auch mit Pentoden aufbauen. In der Praxis werden Pentoden aber fast ausschliesslich in Katodenbasis-Schaltung verwendet.

Die Tabelle 2 zeigt die Verstärkereigenschaften der Trioden ECC82, ECC83 und der Pentode EF86 in Katodenbasis-Schaltung. Bei der Verstärkung, der Ausgangsspannung und den Verzerrungen muss die zusätzlich zum Anodenwiderstand Ra vorhandene Belastung durch den Eingangswiderstand (entsprechend dem Gitterwiderstand Rg) der folgenden Verstärkerstufe berücksichtigt werden.

Tabelle 1 Verstärkereigenschaften

Ub = 300 V, Ra= 220 kOhm,

Röhre	ECC82	ECC83	EF86
la (mA)	0.89	0.63	1.1
Rk (kOhm)	3.9	2.2	2.2
Rg2 (MOhm)	-----	-----	1
Verstärkung	14.5	72	194
Ausgangsspannung (Volt)	36	36	53

Betrachtet man die in der Tabelle aufgeführten Eigenschaften der drei Röhren (Verstärkung, Ausgangsspannung), zeigt die Pentode EF86 die besten Daten. Die Kennlinien von Pentoden sind aber komplizierter, und als Resultat ist das Verzerrungsspektrum komplex. Gehörmässig zählen sich die besseren Eigenschaften der Pentode deshalb nicht aus.

2.3.3 Verstärkereigenschaften und Verzerrungen

Die in der Tabelle 1 aufgeführten Daten gelten für die Grundschaltung von Trioden mit einer Ub von 300 V, und einem Belastungswiderstand (Rg der folgenden Stufe) von 680kOhm

Die Tabelle zeigt die interessierenden Verstärkereigenschaften von 4 Doppeltrioden. Die aufgeführten Werte für die Verzerrungen gelten für die einfachste Grundschaltung (Bild2). Sie wurden ermittelt mit je einer neuen Röhre des angegebenen Typs, und einer Ausgangsspannung von 10 V bei 1 kHz. Da der Verzerrungsanteil ungefähr linear mit dem Ausgangspegel abnimmt, kann man im praktischen Betrieb mit geringeren Verzerrungen rechnen. Nach vielleicht 2000 Betriebsstunden können (müssen aber nicht) die Verzerrungswerte aber auf den doppelten Wert ansteigen.

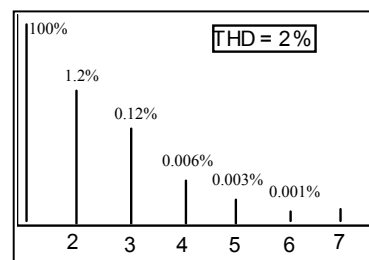
Die Daten für die speziell für Audio-Vorverstärker entwickelte ECC83 (grösste Verstärkung und geringster THD (total harmonic distortion) machen verständlich, wieso diese Röhre oft in Industrieschaltungen eingesetzt wurde. Röhrenfreaks zogen (und ziehen ziehen aber aus klanglichen Gründen die HF-Röhre ECC88 vor.

Der Grund: Die ECC88 hat eine einfache, rein quadratischen Kennlinie, und (als Folge) ein einfaches Verzerrungsspektrum.

Beim folgenden Vergleich Grund- und Spezialschaltungen (siehe Teil 3 der Serie) lässt sich mit dieser Röhre der Einfluss der jeweiligen Schaltung auf das Verzerrungsspektrum deutlicher zeigen als anhand einer ECC83.

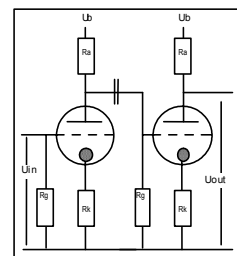
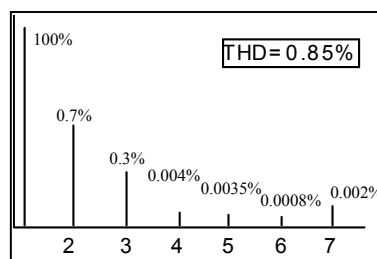
Einstufiger Triodenverstärker

Trioden haben eine quadratische Verstärkungskennlinie. Es treten nur gradzahlige Verzerrungen auf, die gehörmässig nicht direkt als unangenehm empfunden werden. Dominierend ist K₂, mit zunehmender Ordnungszahl nimmt der Verzerrungsanteil ab.



Zweistufige Triodenverstärker

Dank der quadratischen Kennlinie lassen sich die Verzerrungen sogar reduzieren, wenn zwei Röhren in geeigneter Weise in einer Schaltung kombiniert werden. Dies ist zum Beispiel bei dem im Bild 4 dargestellten zweistufigen Verstärker der Fall. Die Verzerrungen dieses zweistufigen Verstärkers sind erstaunlicherweise geringer, als die eines einstufigen.



Die Erklärung:

Bei der Anodenbasis-Schaltung wird die Phase zwischen Ein- und Ausgang um 180 Grad gedreht. Die ebenfalls quadratische Kennlinie der zweiten Röhre wird so gegenphasig angesteuert. Die resultierende Kennlinie des zweistufigen Verstärkers (die Addition zweier quadratischer Kennlinien mit umgekehrten Vorzeichen) ist eine Gerade. Dies gilt nur für den Fall, dass beide Stufen mit dem gleichen Pegel angesteuert werden. Bei der Schaltung gemäss Bild 4 ist das aber nicht so. Deshalb bleibt eine Restverzerrung übrig.

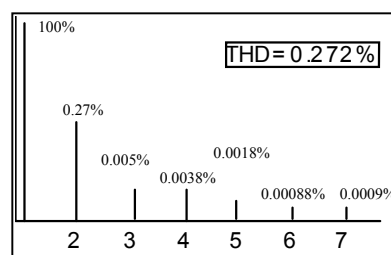
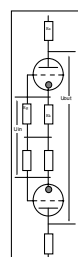
Symmetrisch aufgebaute Triodenverstärker

Eine vollständige Kompensation der quadratischen Kennlinienkrümmung ist mit einem symmetrisch aufgebauten Verstärker möglich (Bild 5). Da die beiden Röhren gegenphasig mit dem gleichen Pegel angesteuert werden, bleibt kein Restfehler übrig.

Fazit für das Konzipieren eines mit Trioden aufgebauten Verstärkers:

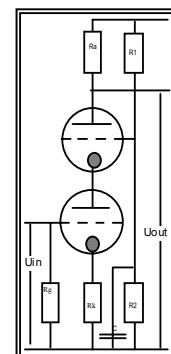
Der Verstärker sollte symmetrisch aufgebaut sein, oder eine gerade Anzahl von Stufen haben.

Bei mit Pentoden bestückten Verstärkern findet die beschriebene Kompensation wegen den nicht streng-quadratischen Kennlinien nicht, oder nur in geringem Ausmass statt.



Kaskodenverstärker (Bild 6)

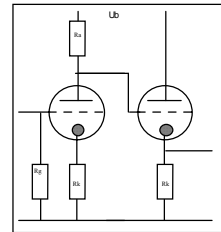
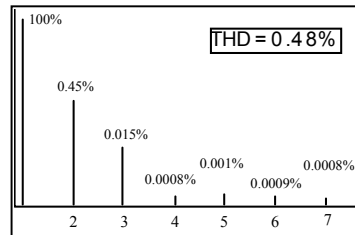
Eine Triode in normaler Katodenbasis-Schaltung liegt mit einer Gitterbasis-Schaltung in Reihe. Die Röhre 1 hat einen hochohmigen Eingangswiderstand. Sie liefert die Ansteuerleistung für den niederohmigen Eingang von Röhre 2 (Gitterbasis-Schaltung). Das Gitter dieser Röhre wird mit dem Spannungsteiler R₁-R₂ spannungsmässig hochgelegt. R₂ ist mit einem Kondensator überbrückt.



Im Grunde genommen simuliert diese Schaltung eine Pentode, wobei das Gitter von Röhre 2 dem Schirmgitter entspricht. Der Durchgriff von der Anode der Röhre 2 zum Gitter der Röhre 1 ist sehr klein, die Verstärkung der ganzen Anordnung entspricht deshalb der einer Pentode. Das für Pentoden typische Verteilungsrauschen kann aber bei dieser Schaltung nicht auftreten. Geräuschabstandsbestimmend ist ausschliesslich die Röhre 1. Der Kaskodenverstärker wurde und wird deshalb in Eingangsstufen von rauscharmen Vorverstärkern eingesetzt (zum Beispiel im Wiedergabeverstärker der legendären Bandmaschine C37 von Studer).

Kombination von Katodenbasis- und Anodenbasis-Verstärker

Die Röhre 1 arbeitet als normaler Trioden-Spannungsverstärker. Die Röhre 2 als Impedanzwandler ist direkt angekoppelt. Da das Gitter der Röhre 2 auf dem Spannungspotential der Anode der Röhre 1 liegt, muss der Katodenwiderstand R_{k2} einen entsprechend höheren Widerstand haben. Die Röhre 1 hat die normale Triodenverstärkung, der Impedanzwandler eine Verstärkung von $\nu=1$.

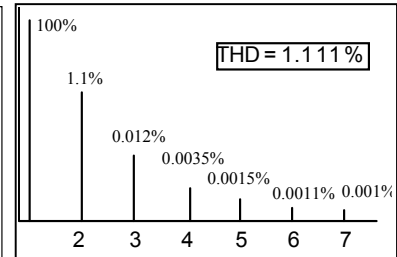
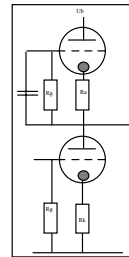


Der Vorteil dieser Schaltung:

- Der Ausgang von Röhre 1 wird nicht vom Gitterwiderstand der nachfolgenden Verstärkerstufe belastet. Die Ausgangsspannung ist deshalb grösser und die Verzerrungen sind kleiner. Die Schaltung wird mit Vorteil in den Ansteuerstufen der Leistungsröhren eines Endverstärkers eingesetzt, vor allem dann, wenn mehrere Leistungsröhren in Parallelschaltung betrieben werden.

μ -Verstärker

Der Anodenwiderstand einer Triode wird durch eine weitere Röhre ersetzt. Die Gleichspannung an der Anode der Röhre 1 entspricht der halben Betriebsspannung U_b . Wechselformmässig verhält sich die Röhre 2 wie ein sehr hochohmiger Anodenwiderstand. Die Aussteuerbarkeit und die Verzerrungen werden deshalb ausschliesslich vom Gitterwiderstand der nachfolgenden Verstärkerstufe (und nicht von der Parallelschaltung von Anodenwiderstand und nachfolgendem Gitterwiderstand bestimmt).

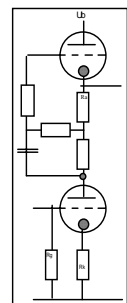


Verglichen mit der Grundschaltung sind die gradzahligen Klirrvverzerrungen nur leicht, die ungradzahligen aber deutlich vermindert. Der THD-Wert, die Summe aller Verzerrungsanteile wird dadurch halbiert.

optimierter μ -Verstärker

Wenn man die μ -Verstärker-Schaltung gemäss Bild modifiziert, ist es möglich, sowohl die gradzahligen, wie auch die ungradzahligen Verzerrungsanteile deutlich zu reduzieren.

Mit dieser Schaltung lassen sich die kleinstmöglichen Verzerrungen realisieren.



2.4 Leistungsverstärker

2.4.1 Notwendigkeit eines Ausgangsübertragers

Röhren sind Verstärkerbauteile, die mit hoher Spannung und relativ kleinem Strom arbeiten. Mit hohem Wirkungsgrad direkt ankoppeln lassen sich nur hochohmige Verbraucher. Halbleiterverstärker lassen sich problemlos für diese Kombination von Spannung und Strom konzipieren. Röhren können ihre maximale Leistung aber nur an Lastwiderstände von einigen Kiloohm abgeben. Niederohmige Lautsprecher werden deshalb mit einem Uebertrager an die Röhrenverstärkerschaltung angepasst.

2.4.2 Die Leistungsrohre

Leistungs- oder Endröhren unterscheiden sich prinzipiell weder im Aufbau, noch in der Funktionsweise, der externen Beschaltung und dem Verlauf der Kennlinien von den Kleinsignalröhren. Sie sind aber für den Betrieb mit höheren Spannungen und Strömen ausgelegt:

- Bei Kleinsignalröhren beträgt der Anodenstrom weniger als 10mA, bei Endröhren sind Werte von einigen 10mA bis einigen 100mA üblich.
- Die maximale Anoden-Verlustleistung von Kleinsignalröhren beträgt rund 2Watt, Leistungsrohren können bis zu 40Watt verheizen.
- Wegen des höheren Anodenstroms der Endröhren ist eine höhere Heizleistung erforderlich (maximal 2Watt bei Kleinsignalröhren, bis 10Watt bei Leistungsrohren).

2.4.3 Eintakt- und Gegentaktverstärker

Röhrenendstufen lassen sich entweder mit nur einer Endröhre als Eintakt-, oder dann als Gegentakt-Verstärker mit zwei Endröhren in einer Art von Brückenschaltung konzipieren.

Die Eintaktschaltungen ist ausschliesslich für leistungsschwache Verstärker (bis maximal 10Watt) brauchbar. Und das auch nur, wenn Verzerrungen von einigen Prozenten in Kauf genommen werden können. Verwendet wurde die Eintaktschaltung ausschliesslich in Rundfunkgeräten

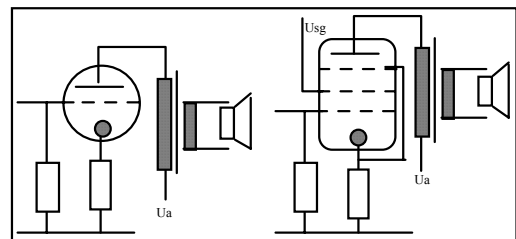
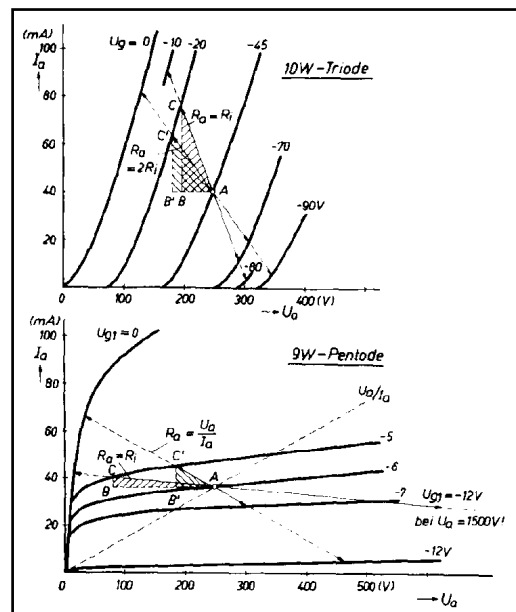


Bild 6.1 zeigt die Prinzipschaltungen von Trioden- und Pentodenverstärkern in Eintakt-Technik. Der bei Kleinsignalverstärkern übliche ohm'sche Arbeitswiderstand wird in Leistungsstufen durch einen induktiven Arbeitswiderstand ersetzt. Diese Induktivität (in der Praxis die Primärwicklung des Ausgangsübertragers) hat einen kleinen Gleichstromwiderstand (den ohm'sche Widerstand der Wicklung), aber einen grossen Wechselstromwiderstand. Die Anodengleichspannung U_a entspricht deshalb der Betriebsspannung U_b , im Lastwiderstand wird keine Gleichstromleistung verheizt, und die Wechselstrom-Ausgangsleistung wird voll an die sekundärseitig am Uebertrager angeschlossenen Last (Lautsprecher) abgegeben.

Bild 47 Kennlinienfelder von Triode (oben) und Pentode



Die Kennlinien der Eintaktschaltung

Bild 3 zeigt die I_a/U_a -Kennlinienfelder für eine Leistungstriode und eine Leistungspentode. Im Bild 4 ist die Steuergitter-Kennlinie einer typischen Leistungspentode mit dem Arbeitspunkt A dargestellt.

Man kann diesen Diagrammen alles entnehmen, was bei der Leistungsverstärkung mit Röhren eine Rolle spielt:

- die maximale Verlustleistung der Röhre.
 - den Arbeitspunkt A der Schaltung, und die optimale negativen Gittervorspannung.
 - Die Verzerrungscharakteristik, verursacht durch den quadratischen Verlauf der Gitterkennlinie.
 - die Widerstandsgerade für den Anodenwiderstand R_a . Es handelt sich hier um den auf die primärseite des Uebertragers transformierten Belastungswiderstand).
 - das sogenannte Leistungsdreieck, die Schnittpunkte der Widerstandsgerade mit zwei Gitterkennlinien
- (Bild 3)

Leistungsröhren liefern die grösstmögliche Ausgangsleistung, wenn das Produkt von Anodenwechselspannung u_a und Anodenwechselstrom i_a den grösstmöglichen Wert annimmt, wenn also der Belastungswiderstand den für eine bestimmte Betriebsspannung optimalen Wert hat. Der Arbeitspunkt der Schaltung und die Anpassung des Lastwiderstandes via Uebertrager müssen so gewählt werden, dass dieses Leistungsdreieck die grösstmögliche Fläche hat. Bei Trioden ist das der Fall, wenn der Belastungswiderstand doppelt so gross wie der Innenwiderstand R_i der Röhre.

Ein Vergleich der Kennlinienfelder für die Pentode und die Triode zeigen einen deutlichen Leistungsvorteil für die Pentode:

Die Triode kann nur bis zu einer Anodenspannung von etwa 100V hinunter angesteuert werden, die Pentode aber bis etwa 20V.

Beim Betrachten der Schaltungen (Bild 3) sieht man, dass der Anodenstrom durch die Primärwicklung des Ausgangsübertragers fliesst. Vormagnetisierungen des Trafokerns lassen sich bei der Eintaktschaltung nur mit einem Trafokern mit Luftspalt klein halten. Dies ist die Folge einer höheren notwendigen Windungszahl für die Realisierung einer bestimmten Induktivität.

Gegentaktbetrieb

Nahezu alle Probleme der Eintaktschaltung lassen sich mit einer symmetrisch aufgebauten Endstufe, einer Gegentaktschaltung vermeiden. Bild 5 zeigt die Prinzipschaltung. Die beiden Endröhren werden gegenphasig angesteuert, und die Ausgangssignale der beiden Röhren werden in den symmetrisch angeordneten Primärwicklungshälften des Ausgangsübertragers addiert.

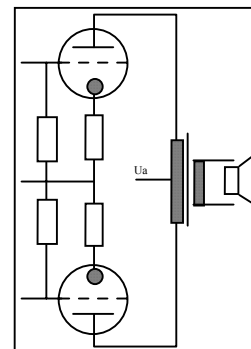


Bild 48 Gegentaktschaltung

Die Gegentaktschaltung hat folgende Vorteile:

- Die Betriebsspannung wird an der Mittelanzapfung der Primärwicklung angeschlossen. Da die identischen Anoden-Ruheströme der beiden Röhren durch entgegengesetzt gewickelte Primärwicklungshälften fließen, heben sich die zwei Magnetfelder gegenseitig auf. Der Eisenkern wird nicht vormagnetisiert.
- Die gegenphasige Addition von zwei quadratischen Gitterkennlinien ergibt eine Gerade, also eine Kennlinie, an der keine Verzerrungen entstehen können (Bild 6).
- Dank der linearisierten Kennlinie können die Röhren stärker angesteuert werden. Die Ausgangsleistung der Gegentaktschaltung ist deshalb mehr als doppelt so gross wie die einer Eintaktschaltung.

Bild 49 Addition der Kennlinien in einer Gegentaktschaltung

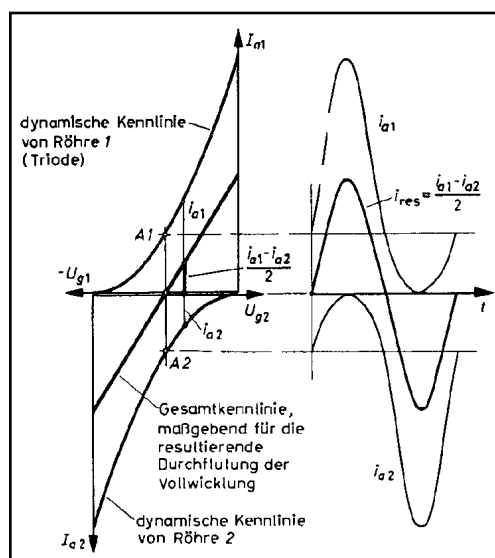


Tabelle 1 - technische Daten Eintaktverstärker

Röhre EL84	
Anodenspannung V_a	250 V
Schirmgitterspannung V_g	225 V
Gittervorspannung V_{g1}	-7.3 V
Anodenstrom I_a	50 mA
Arbeitswiderstand R_a	5.2 k Ω
Ausgangsleistung L	6 Watt
Klirrfaktor K	10%

Tabelle 2 -technische Daten Gegentaktverstärker

Röhren 2 x EL84	
Anodenspannung V_a	300 V
Schirmgitterspannung V_{g2}	300 V
Gittervorspannung V_{g1}	-14.7 V
Anodenstrom I_a , minimal	2 x 36 mA
Anodenstrom I_a , maximal	2 x 46 mA
Arbeitswiderstand R_{aa}	8 k Ω
Ausgangsleistung L	17 Watt
Klirrfaktor K	4 %

Ein Vergleich der Daten der mit der Leistungsröhre EL84 aufgebauten Eintakt- und Gegentakt-Schaltungen macht die Ueberlegenheit der Gegentaktschaltung deutlich (Tabelle 1 und 2). Der zusätzliche Schaltungsaufwand für die Gegentaktschaltung verursacht durch die Notwendigkeit von zwei gegenphasigen Steuerspannungen für die Endröhren, wird durch die besseren technischen Daten gerechtfertigt.

Gegentaktschaltungen

Der im Bild 2 dargestellte Kennlinienverlauf gilt nun prinzipiell sowohl für mit Trioden und Pentoden aufgebaute Gegentaktschaltungen. Die Frage welche der beiden Röhrenarten geeignetere Verstärker-Eigenschaften haben, lässt sich erst Anhand einer Leistungsbilanz und einem Vergleich der zur Ansteuerung notwendigen Gitter-Wechselspannungen entscheiden.

Trioden und Pentoden

Bekanntlich spielen Triodenverstärker seit den Fünfzigerjahren keine grosse Rolle mehr. Den Grund für diese Tatsache macht ein einfacher Vergleich der Kennlinienfelder für den Pentoden- und den Triodenbetrieb der Leistungsröhre KT88 deutlich. Die Bilder 4 und 5 zeigen die Kennlinienscharen für die Gitterspannung V_{g1} im I_a/U_a - Kennlinienfeld mit den eingezeichneten Geraden für den Arbeitswiderstand. Man kann diesen Diagrammen entnehmen, dass sich die Pentode (Bild 3) bis zu einer Anodenspannung von 15 Volt hinunter aussteuern lässt, während im Triodenbetrieb (Bild 4) die untere Aussteuerungsgrenze bei rund 120 Volt liegt. Bei der Triode sind also, bei einer Betriebsspannung von 300 Volt, nur rund 180 Volt nutzbar, bei der Pentode aber 285 Volt. Wenn in beiden Fällen ein Anodenstrom von 2 mal 150 mA fließt (Gegentaktschaltung bei voller Aussteuerung), dann beträgt die nicht nutzbare Verlustleistung bei der Triode 36 Watt, bei der Pentode aber nur 4.5 Watt. Von der Leistungsbilanz her gesehen ist also die Pentode der Triode weit überlegen.

Weiter eine Rolle bei der Wahl der Röhrenart spielt die notwendige Gittersteuerspannung, die von den Vorverstärkerstufen erbracht werden muss. Diese ist für die gleiche Ausgangsleistung bei einer Leistungstriode um den Faktor 3 grösser als bei der Pentode, und sie nimmt Werte an, die man oft nur mit einem Zwischenübertrager realisieren kann.

Diese zwei Faktoren, den der schlechtere Leistungsbilanz und den der höhere Ansteuerspannung, können in der Praxis nicht vernachlässigt werden. Die mit diesen zwei Faktoren verbundenen Probleme gaben in den Dreissigerjahren den Anstoss für die Entwicklung der Pentode.

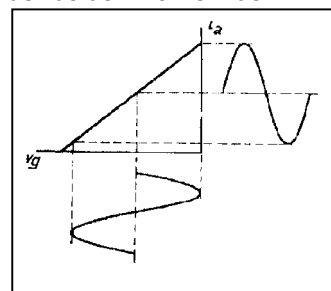
Wahl der Arbeitspunkte der Endröhren

Von einem Leistungsverstärker erwartet man einen linearen Frequenzgang und völlige Verzerrungsfreiheit. Abgesehen von der Leistungsverstärkung und der Impedanzanpassung (8-Ohm-Ausgang für den Anschluss des Lautsprechers) muss das Ausgangssignal genau dem Eingangssignal entsprechen.

Bei einer Gegentakt-Endstufe werden die Signale der zwei gegenphasig angesteuerten Endröhren im Ausgangsübertrager addiert. Von Interesse sind nun nicht die Ausgangssignale der zwei Röhren, sondern ausschliesslich deren Summe am Ausgang des Übertragers.

Nun ist die obige Forderung natürlich erfüllt, wenn die Ausgangssignale der beiden Röhren identisch sind. Das Ausgangssignal des Verstärkers entspricht aber ebenfalls dem Eingangssignal, wenn sich zwei unterschiedliche Einzelsignale exakt ergänzen.

Bild 50 Arbeitspunkte beim A-Betrieb



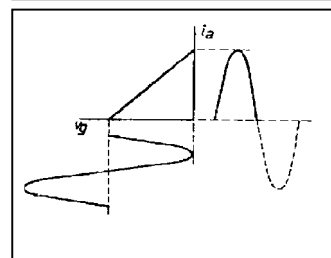
A-Betrieb

Beim sogenannten A-Betrieb werden die Arbeitspunkte der beiden Endröhren in die Mitte der Eingangskennlinie gelegt (Bild 6). Beide Röhren speisen den Ausgangsübertrager mit identischen, unverzerrten Signalen, das Ausgangssignal ist sauber. Der Wirkungsgrad dieser Schaltung beträgt 50%, und die Ausgangsleistung ist doppelt so gross wie bei einer Eintaktschaltung.

B-Betrieb

Beim B-Betrieb befindet sich der Arbeitspunkt am unteren Ende der Eingangskennlinie (Bild 7). Jede der beiden Röhren verstärken so nur eine Halbwelle des Eingangssignals. Dies geschieht verzerrungsfrei. Im Ausgangsübertrager addieren sich so zwei saubere Halbwellen zu einem unverzerrten Ausgangssignal.

Bild 51 Arbeitspunkte beim B-Betrieb



Der Wirkungsgrad der Schaltung beträgt rund 66%. Bei gleicher Auslegung der Stromversorgung wie für einen Gegentakt A-Verstärker ist die Ausgangsleistung entsprechend grösser, und mehr als doppelt so gross wie die eines Eintaktverstärkers.

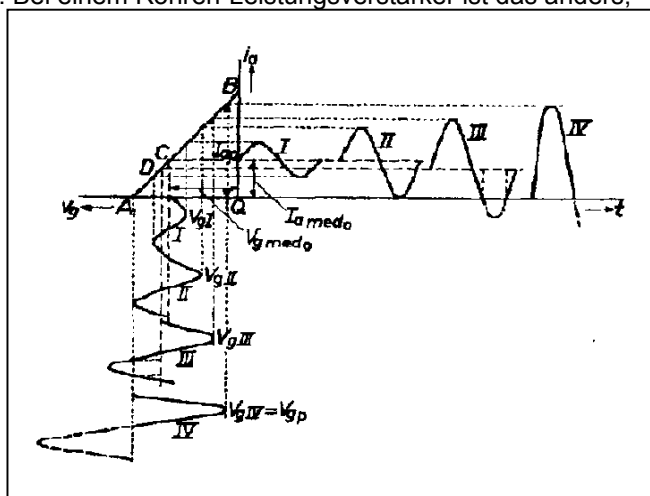
Nun hat die reine B-Schaltung bei den Halbleiterverstärkern mit Recht einen schlechten Ruf.

Der Grund:

Die Kennlinien von Transistoren haben nicht einen exakt-quadratischen Verlauf. Bei einer Addition (und die findet trotz anderer Schaltungstechnik und fehlendem Ausgangsübertrager auch bei einem Halbleiterverstärker statt) geben sich in der Nähe des Nullpunktes Unstetigkeiten. Die Folge sind die sogenannten Cross Over-Verzerrungen. Bei einem Röhren-Leistungsverstärker ist das anders,

denn Röhren haben eine saubere quadratische Eingangskennlinie. Auch bei reinem B-Betrieb ist die resultierende Kennlinie eine Gerade. B-Röhrenverstärker arbeiten deshalb verzerrungsfrei.

Bild 52 Gitterwechselspannung und Anodenstrom beim A/B Betrieb



AB-Betrieb

Gemäss Bild 8 befindet sich der Arbeitspunkt einer AB-Schaltung tiefer als beim A-, aber höher als beim B-Verstärker. Bei kleiner und mittlerer Aussteuerung werden beide Halbwellen von beiden Röhren unverzerrt verstärkt. Bei grosser Aussteuerung wird aber jeweils eine der beiden Halbwellen angeschnitten. Da dies bei beiden Röhren gleichermassen geschieht, wird durch die Addition im Ausgangsübertrager wieder das volle Signal unverzerrt hergestellt.

Punkto Wirkungsgrad und maximaler Ausgangsleistung übertrifft die AB-Schaltung den reinen A-Verstärker. Er erreicht aber nicht die mit einem B-Verstärker möglichen Maximalwerte.

Auf Grund dieser Ausführungen müsste man also annehmen, dass mit allen drei Betriebseinstellungen eine unverzerrte Leistungsverstärkung möglich ist. Und es ist eigentlich nicht richtig einzusehen, wieso nicht überhaupt nur B-Verstärker gebaut werden. In der Praxis ist aber nicht alles so ideal. Die Kennlinien von zwei Röhren, auch wenn man sie paarweise aussucht, sind nie völlig identisch, und sie haben leider auch nie einen exakt-quadratischen Verlauf. Deshalb liefert auch keine der drei Verstärkereinstellungen ein vollkommen verzerrungsfreies Ausgangssignal.

Nun sind die Unterschiede zwischen dem A- und dem AB-Verstärker in dieser Beziehung nicht gross. Der B-Verstärker ist aber in der Praxis mess- und hörbar schlechter, besonders bei kleiner Aussteuerung und im Bereich der halben Maximalleistung (mehr darüber im nächsten Artikel). Röhrenverstärker werden deshalb meist als AB-Verstärker konzipiert.

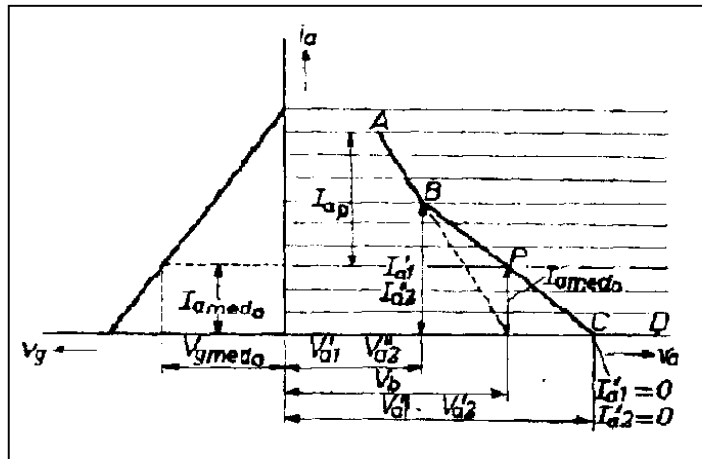
Der AB-Betrieb im Detail

Bild 9 zeigt den Verlauf von Gitter-Wechselspannung und Anoden-Wechselstrom bei unterschiedlicher Aussteuerung. Man könnte diese Verstärkerart auch als „A-Verstärker mit Leistungsreserve“ bezeichnen.

Bild 53 Belastungskennlinie A/B-Betrieb

In Bild 10 ist die Belastungskennlinie eines AB-Verstärkers zu sehen. Die Kurve setzt sich aus drei Geraden unterschiedlicher Steigung zusammen. Die unterschiedliche Steigung wird durch die Tatsache verursacht, dass bei kleiner Aussteuerung beide Halbwellen voll, bei zunehmender Steuerspannung nur noch eine Halbwelle voll, die andere aber nur noch teilweise verstärkt wird. Die Uebergänge zwischen den drei Geraden wirken sich natürlich auf die Belastung des Netzteils, die Anpassung an die Last (Lautsprecher) und auf die Verzerrungen aus.

Und genau hier sind die Entwickler gefordert. Bei einem A- und einem B-Verstärker ist die Situation ja klar, der jeweilige Arbeitspunkt steht fest (Mitte der Eingangskennlinie beim A-Verstärker, unteres Ende beim B-Verstärker). Beim AB-Verstärker kann und muss die Lage des Arbeitspunktes im Sinne eines jeweiligen optimalen Kompromisses zwischen Wirkungsgrad, maximaler Ausgangsleistung und Verzerrungsfreiheit sorgfältig ermittelt werden. In einer Abwandlung der konventionellen AB-Schaltung ist auch ein gleitender, aussteuerungsabhängiger Arbeitspunkt möglich.



Ultralinearerschaltung

Die Schaltung wird allgemein als Pentoden-Gegentaktverstärker mit interner Schirmgitter-Gegenkopplung beschrieben. Bei einer nur oberflächlichen Betrachtung der Schaltung (Bild 1 und Bild 4), und bei einem nicht allzu sorgfältigen Vergleich mit der einfachen Pentoden- und Trioden-Gegentakterschaltung (Bild 2 und 3) kann dieser Eindruck entstehen.

Eine genauere Analyse ergibt aber ein anderes Bild.

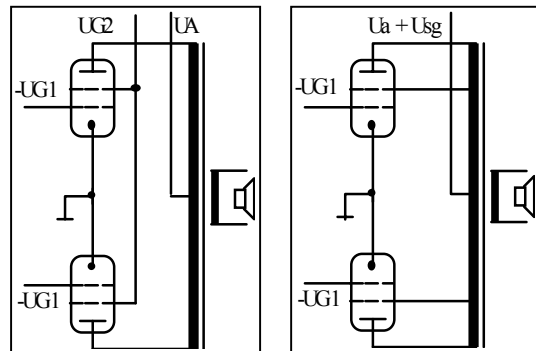


Bild 54 Gegenakterschaltung in Pentoden- und Ultralinearerschaltung

Die Grundidee: dynamischer Einbezug der Schirmgitter

Bei der üblichen Beschaltung einer Pentode wird der Arbeitspunkt durch die negative Vorspannung des Steuergitters (-U_g) und die am Schirmgitter anliegende konstante Spannung (U_{g2}) festgelegt. Die Schirmgitterspannung ist üblicherweise gleich gross wie die Anodenspannung U_a (Bild 1). Die Arbeitspunkte der beiden Röhren werden so eindeutig (und unabhängig von der Spannung an den Anoden) festgelegt.

Verbindet man Anode und Schirmgitter miteinander, verhalten sich Pentoden wie Trioden. Die Arbeitspunkte werden dann durch die negative Vorspannung des Steuergitters und die Anodenspannung bestimmt. Dies mit dem Nachteil eines sogenannten Anoden-Durchgriffs

Bei der Ultralinearbeschaltung werden die Schirmgitter an zwei Anzapfungen der Primärwicklung des Ausgangsübertragers angeschlossen. Diese Anzapfungen liegen in der Praxis bei rund 20% der Primär-Ganzwicklung (oder 40% einer Halbwicklung). Die Spannung an den Schirmgittern ist nicht mehr konstant wie bei der Pentodenschaltung. Sie ändert sich anteilig mit dem NF-Signal an den Anoden. Die Schirmgitter übernehmen so die Funktion von zusätzlichen Steuerelektroden für den durch die Röhren fließenden Strom.

Soviel zur Arbeitsweise der Ultralinearbeschaltung. Der folgende Vergleich mit der normalen Pentoden-Gegentaktschaltung zeigt, welche Auswirkungen dieser "Signal-Einbezug" der Schirmgitter auf die Eigenschaften einer Verstärkerschaltung hat.

In der Tabelle 1 sind die Eigenschaften der normalen Pentoden- und die der Ultralinearbeschaltung für die Röhre KT66 zusammengestellt (die KT66 entspricht den bekannteren, heute noch verwendeten Röhrentypen 6L6 und EL34).

Tabelle 1 Gegentakt- und Ultralinearbeschaltung KT66

	Pentode	Ultralinear
U _b	450 Volt	450 Volt
I _a (0)	2 x 52 mA	
I _{g2} (0)	2 x 2.5 mA	
I _a (max)	2 x 62 mA	
I _{g2} (max)	2 x 9 mA	
I _{a+g2} (0)		2 x 62.5 mA
I _{a+g2} (max)		2 x 72.5 mA
R _{L(a-a)}	8 kOhm	7 kOhm
u _{in(pk)}	70 Volt	127 Volt
P _{out}	30 Watt	32 Watt
K _{tot}	6%	2%
IM	15%	4%

Ein Vergleich der Daten in der Tabelle 1 zeigt deutlich die Überlegenheit der Ultralinearbeschaltung. Die messtechnisch feststellbare Tatsache, dass eine relativ kleine Modifikation der Schaltung zu einer signifikanten Verbesserung der Verzerrungseigenschaften führt, ist nicht ohne weiteres zu verstehen.

Die Erklärung: Modifikation der Röhrenkennlinien

Die in einer Röhrenschaltung entstehenden Verzerrungen werden durch den Verlauf der Eingangskennlinie verursacht. Die Ultralinear-Beschaltung mit dem Einbezug der Schirmgitter in die Ansteuerung einer Pentode modifiziert die Eingangskennlinien der Röhren.

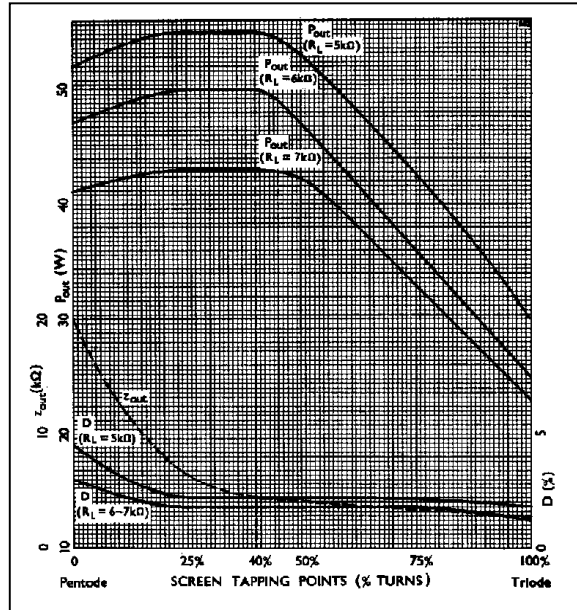
Ein Vergleich der Kennlinienfelder für die Trioden-, Pentoden- und Ultralinearbeschaltung (Bilder 5, 6 und 7) zeigt dies deutlich, denn die für den Ultralinear-Betrieb typischen Kurvenverläufe liegen zwischen denen des Trioden- und Pentodenbetriebs. Man könnte sagen, dass sich die Röhren wie ein „Mittelding“ zwischen Triode und Pentode verhalten:

- Bei einer Pentodenschaltung wird der Arbeitspunkt der Endröhren durch die Steuergitter-Vorspannung und eine konstante Schirmgitterspannung festgelegt.

- Typisch für eine Triodenschaltung ist der „Durchgriff“ der Anode auf das Steuergitter. Der Arbeitspunkt ist nicht fixiert, er ändert sich mit dem Ausgangssignal.
- Bei der Ultralinearerschaltung ändert sich die Schirmgitterspannung mit dem Ausgangssignal. Die Folge ist (wie bei der Triodenschaltung) ein gleitender, sich mit der Kurvenform des Eingangssignals verändernder Arbeitspunkt.

An die Stelle des linearisierenden Anoden-Durchgriffs bei einer Triodenschaltung tritt beim Ultralinearverstärker ein ebenfalls linearisierender „Schirmgitter-Durchgriff“.

Im Bild 9 sind die Unterschiede zwischen der Trioden-, Pentoden- und Ultralinearerschaltung, sowie die „Uebergangsbereiche“ zwischen Triode und Pentode (unterschiedlicher Schirmgitteranteil) grafisch dargestellt.



Fazit:

- Durch die Ultralinearbeschaltung werden in erster Linie die Kennlinien von Leistungpentoden linearisiert. Die Auswirkungen der damit verbundenen leichten Schirmgitter-Gegenkopplung sind vergleichsweise marginal.

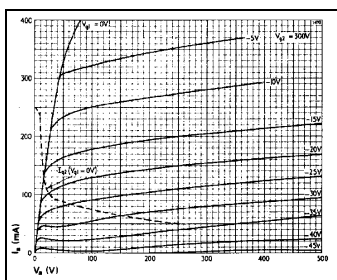
Vor- und Nachteile der Ultralinearerschaltung

Wie bereits ausgeführt, ist die Ultralinearerschaltung im Bezug auf die Verzerrungen den Trioden- und Pentodenschaltungen deutlich überlegen. Wie ein Vergleich der in der Tabelle 1 aufgeführten Daten zeigt, ist bei der Ultralinearerschaltung die Ausgangsleistung auch noch um knappe 10% grösser als bei einer Pentodenschaltung. Das ist nicht erstaunlich, denn bei der Ultralinearerschaltung fließt nicht nur der Anoden-, sondern zusätzlich auch der Schirmgitterstrom durch die Primärwicklung des Ausgangsübertragers. Am Verstärkerausgang wird also nicht (wie bei der Pentodenschaltung) nur der Anoden-, sondern die Summe von Anoden- und Schirmgitterstrom leistungswirksam.

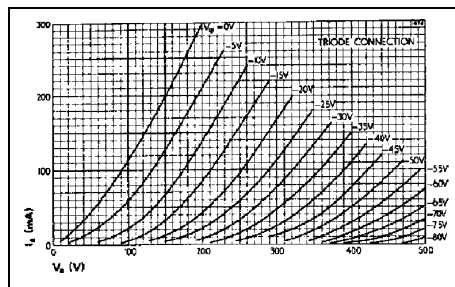
Diese Vorteile müssen aber erkaufte werden:

- Man kann der Tabelle 1 entnehmen, dass die Eingangsspannung für die Ansteuerung der Endröhren (die Summe von u_{in-} und u_{in+}) doppelt so gross sein muss wie bei einer Pentoden-Gegentaktschaltung. Das ist ein Nachteil sein, denn es ist in der Praxis nicht einfach, diese grösseren Spannungen von bis zu 170 Volt (pk-pk) mit einer Vorverstärker- und Phasenkehrschaltung genügend verzerrungsfrei zu realisieren. Als Folge müssen die Ansteuerstufen aufwendiger konzipiert werden

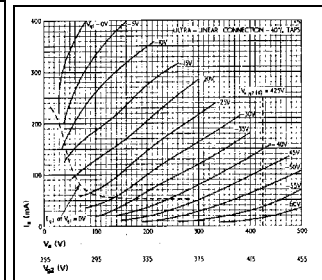
Einfluss des Schirmgitteranteils



Kennlinienschar Pentode



Kennlinienschar einer Triode

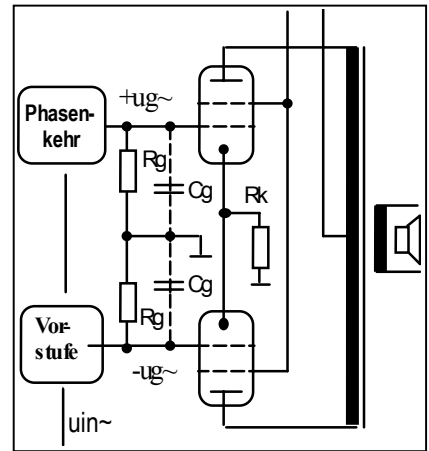


Kennlinienschar Ultralinear

2.5 Phasenkehr- und Ansteuerstufen

Endröhren benötigen relativ hohe Gitter-Steuerspannungen, und zudem müssen die zwei Leistungsstufen-Hälften einer Gegentaktendstufe (Bild 2) mit identischen, aber gegenphasigen Signalen angesteuert werden. Am einfachsten wäre es, wenn man die Endröhren einfach unter Zwischenschaltung eines entsprechend konzipierten Aufwärtsübertragers ansteuern, und damit gleichzeitig das Problem der Erzeugung von zwei gegenphasigen Signalen lösen würde (Bild 3). Hochwertige Zwischenübertrager sind aber teuer und wegen den Phasendrehungen am oberen und unteren Ende des Uebertragungsbereichs problematisch. Dies besonders bei Verstärkern mit starken Gegenkopplungen. Man hat deshalb versucht, das Problem mit reinen Röhrensaltungen zu lösen.

Bild 60 Endstufe mit Phasenkehrschaltung



Welchen Anforderungen die Vor- und Phasenkehrstufen eines Leistungsverstärkers genügen müssen, zeigen die in der Tabelle 1 aufgeführten Werte für die Ausgangsleistung L , den Maximalwert der Gitterwiderstände $R_g(\max)$, die Röhren-Eingangskapazitäten C_g , sowie für die Spitzen-Steuerspannungen $u_g(p-p)$ zwischen den Gittern der Endröhren.

Die Werte in der Tabelle 1 zeigen, dass für die Ansteuerung der Endröhrengitter NF-Spitzenspannungen zwischen 28 Volt und 110 Volt erforderlich sind. Es ist nun nicht gerade einfach, mit den üblichen Kleinsignalröhren derart hohe Spannungen zu erzeugen. Deshalb sind im Laufe der Jahre eine Vielzahl von verschiedenen, teils exotischen Vorstufen- und Phasenkehrschaltungen vorgeschlagen worden, von denen aber nur die drei im Folgenden beschriebenen Grundschaltungen übrig geblieben sind.

Phasenkehrschaltung mit Uebertrager

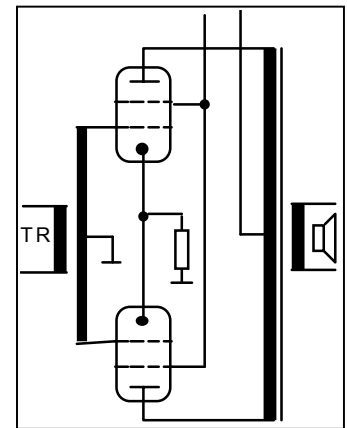


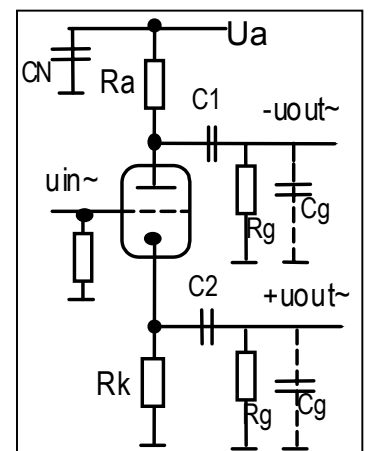
Tabelle: Ansteuerspannungen, Gegentaktschaltung

Röhre	Schaltung	u_g1 Volt p-p	L Watt t	$R_g(\max)$ KOhm	C_g pF
EL84	Pentode	28.3	17	300	15
EL84	Ultralinear	ca. 40	17	300	15
EL34	Pentode	65	43	500	20
EL34	Ultralinear ca.	90	35	500	20
6L6	Pentode	70	55	100	15
6550	Pentode	88	100	50	14
6550	Ultralinear	110	60	50	14

die Katodyn-Schaltung (Bild 4)

Zwei pegel-identische, gegenphasige Ausgangssignale werden mit einer einzigen Röhre erzeugt. Die Eingangsspannung am Gitter steuert den Strom durch die Röhre. Dieser NF-Wechselstrom fließt sowohl durch den Katoden-, wie auch den Anodenwiderstand. Beide Widerstände haben den gleichen Widerstandswert. So ist der Spannungsabfall am Katoden- und Anodenwiderstand gleich gross, und damit auch die zwei Ausgangsspannungen.

Wenn man die Schaltung nur im Bezug auf die Katoden-Ausgangsspannung betrachtet, handelt es sich um einen einfachen Anodenbasis-Verstärker oder Spannungsfolger mit einer Verstärkung von +1. Im Bezug auf die Anode



handelt es sich um einen normalen Spannungsverstärker in Katodenbasis-Schaltung mit dem Katodenwiderstand als Gegenkopplungswiderstand. Die Gegenkopplung beträgt 100%. Daraus resultiert eine Spannungsverstärkung von -1 (das Minuszeichen zeigt die gegenüber der Steuerspannung am Gitter gedrehte Phase an).

Die Katodyn-Schaltung ist einfach, die Ausgangssignale sind exakt gegenphasig, die Ueber-einstimmung der zwei Ausgangssignale hängt nur von der „Gleichheit“ von zwei Widerständen (R_k und R_a) ab, und die Schaltung arbeitet wegen des grossen Gegenkopplungsfaktors verzerrungsarm.

Aber: Die Schaltung dreht nur die Phase, sie verstärkt aber nicht. Es müssen also zusätzliche Verstärkerstufen vorgeschaltet werden.

Das ist unproblematisch. Ungut sind aber die sehr unterschiedlichen Innenwiderstände: Der Katodenausgang ist niederohmig, der Anodenausgang hochohmig. Uebliche Kleinsignalröhren mit Arbeitswiderständen von $100\text{ k}\Omega$ haben zum Beispiel Innenwiderstand von nur einigen hundert Ohm an der Katode, aber mehr als $100\text{ k}\Omega$ an den Anoden.

In der Praxis werden die Ausgänge der Phasenkehrstufe aber von den Gitterwiderständen R_g der Endröhren, sowie den Kondensatoren C_g , die die Eingangskapazität der Röhren darstellen, belastet (siehe Bild 2 und die in der Tabelle 1 aufgeführten R_g - und C_g -Werte). Am niederohmigen Katodenausgang hat das keine Auswirkungen auf den Frequenzgang, wohl aber am hochohmigen Anodenausgang. Das Resultat ist ein „einseitiger“ Höhenabfall mit einer nicht vernachlässigbare Asymmetrie im Frequenzgang der Ausgangssignale. Mit Hilfe eines zusätzlichen Katodenfolgers (Bild 5) lässt sich diese Unzulänglichkeit beseitigen. Beide Endröhren sind so an niederohmigen Katodenausgängen angeschlossen. Der kritische Anodenkreis der Phasenkehrröhre wird nicht durch die Parallelschaltung von R_g und C_g belastet, sondern nur vom hochohmigen Gitterkreis der Röhre 2. In dieser Konfiguration, die die Bezeichnung Kappeler-Schaltung trägt, hat die Katodyn-Schaltung ideale Phasenkehr-Eigenschaften.

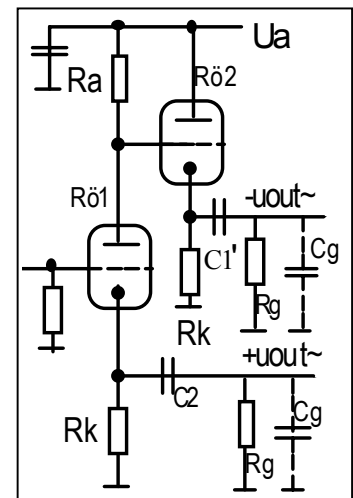


Bild 63 Kappeler-Schaltung

Gegen einen weiteren Nachteil dieser Schaltung ist aber kein Kraut gewachsen:

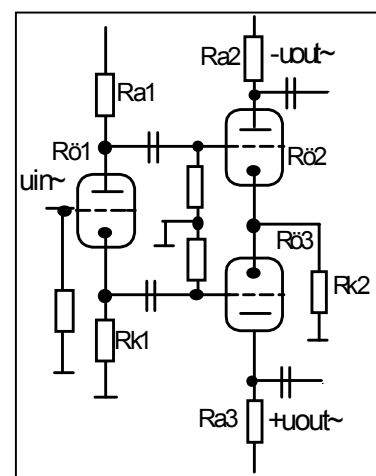
- Die Höhe der realisierbaren Ausgangsspannung ist begrenzt. Die für die Ansteuerung von 2 Röhren des Typs EL84 notwendigen 38.2 Volt Spitzenspannung zwischen den Gittern (oder auch noch die 40 Volt bei der Ultralinear-schaltung mit dieser Röhre), lassen sich leicht erzeugen. In Kombination mit leistungstärkeren Röhren, zum Beispiel der EL34 bei höheren Leistungen, der 6L6 oder 6550 ist die Katodyn-Schaltung aber überfordert. Deshalb hat man beim Williamson-Verstärker (einer klassischen Schaltung, die von vielen Herstellern in irgendeiner Form realisiert worden ist) die Katodynstufe mit zwei nachgeschalteten Trioden in normaler Verstärkerschaltung ergänzt (Bild 6).

Höhere Ausgangsspannung mit zwei Röhren

In der Phasenkehrschaltung gemäss Bild 10.5 arbeitet die Röhre 1 als normaler Spannungsverstärker für das Eingangssignal, und die Röhre 2 wird vom Ausgangssignal der Röhre 1 über den aus den Widerständen R_1 und R_2 bestehenden Spannungsteiler angesteuert.

Phasenkehrschaltung Williamson-Verstärker

Wenn die Spannungsteilung der Verstärkung der Röhre 2 entspricht, sind die Ausgangssignale der zwei Röhren gleich gross, und sie haben eine entgegengesetzte Phasenlage. Diese einfache Schaltung aus der Anfangszeit der Gegen-taktverstärker hat den Nachteil, dass sich eine Veränderung des Verstärkungsfaktors (verursacht zum Beispiel durch Röhrenalterung) direkt auf die Symmetrie der Ausgangssignale auswirkt.

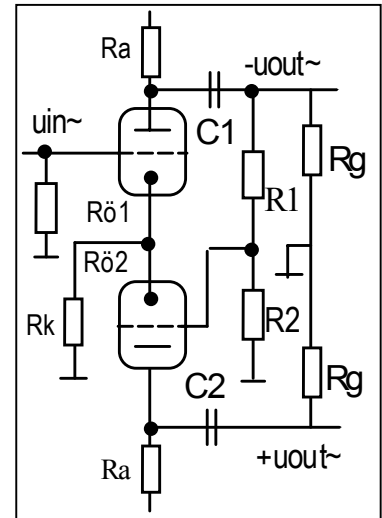


Dieses Problem kann bei der Zweiröhren-Schaltung gemäss Bild 10.6 nicht auftreten. Die Ausgangsspannungen werden im Bezug auf die Gitter der Endröhren symmetriert, da das Gitter der Röhre 2 über die Widerstände R1 und R2 von der Differenz der Ausgangsspannungen von Röhre 1 und 2 gespeist wird.

Für diese Schaltung ist folgendes Typisch:

Beide Ausgänge haben den gleichen Innenwiderstand, und die Ausgangsspannung ist doppelt so gross sein wie bei der Katodyn-Schaltung.

Das bekannteste Beispiel eines Leistungsverstärkers mit dieser Phasenkehrstufe ist der berühmte QUAD II.



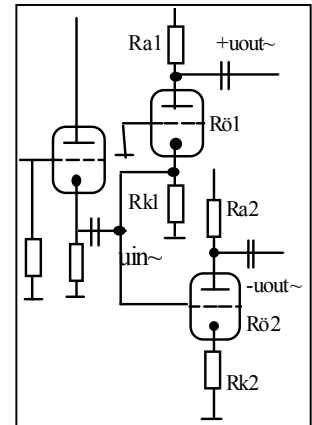
Phasenkehrschaltung mit katoden-verkoppelten Trioden

Hier wird eine normale, invertierende Verstärkerstufe (Röhre 1 in Katodenbasis-Schaltung) wird mit einer nicht-invertierenden Gitterbasis-Schaltung (Röhre 2) kombiniert (bei der Gitterbasis-Schaltung wird das Steuergitter der Röhre mit der Masse verbunden, und die Katode übernimmt die Aufgabe der Steuerelektrode). Im Bezug auf den Innenwiderstand und die Verstärkung unterscheidet

Bild 67 Katodenverkoppelte Phasenkehrschaltung

sich die Gitterbasis- nicht von der Katodenbasis-Schaltung.

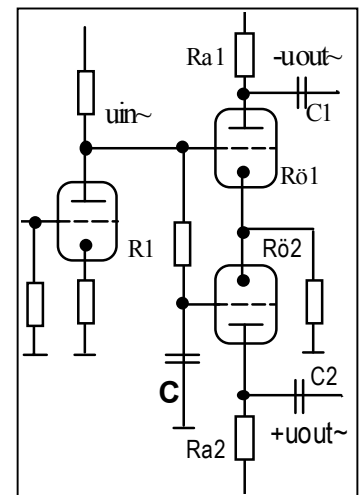
Bei identischer Auslegung beider Verstärkerstufen in Bild 9 (gleiche Anodenströme, gleiche Arbeitswiderstände Ra1 und Ra2), sind die Ausgangsspannungen uout1 und uout2 gleich gross und gegenphasig. Da der Katodeneingang der Gitterbasis-Stufe sehr niederohmig ist, muss der Eingang der Phasenkehrschaltung allerdings an einer möglichst niederohmigen Quelle angeschlossen werden.



Standartschaltung für Verstärker mit grösserer Leistung

Die Schaltung von Bild 9 hat wegen der erwähnten Nachteile nie eine grosse Rolle gespielt. Durchgesetzt hat sich aber eine modifizierten Version mit nur zwei Röhren (Bild 10), bei der die Röhre 1 (Katodenbasis-Verstärker) normal am Gitter, die Röhre 2 (Gitterbasis-Verstärker) über den gemeinsamen Katodenwiderstand Rk von der Röhre 1 angesteuert wird. Durch diesen Widerstand fließen die Signalströme beider Röhren mit entgegengesetzter Phase. Sie haben die Tendenz, sich so auszugleichen, dass, unabhängig von der Aussteuerung, die Summe beider Ströme konstant ist. Eine kleine Asymmetrie mit einem leicht grösseren, durch die Röhre 1 fliessenden Strom bleibt aber immer übrig, da nur dann die Röhre 2 über den Katodenwiderstand angesteuert wird.

Je grösser der gemeinsame Katodenwiderstand im Verhältnis zu den Anodenwiderständen Ra1 und Ra2 ist, desto kleiner wird diese (notwendige) Asymmetrie. Da die Anodenwiderstände nicht beliebig klein sein dürfen (Auswirkung auf die Spannungsverstärkung) muss der Katodenwiderstand so gross wie möglich gemacht werden. Dieser Widerstand legt aber gleichzeitig die Gittervorspannung für die zwei Röhren fest. Er lässt sich nur vergrössern, wenn gleichzeitig die Gitter auf ein entsprechend höheres Spannungspotential gelegt werden. Deshalb wird das Gitter von Röhre 1 direkt mit der Anode der Vorstufe (in Bild 10 dünn eingezeichnet) verbunden. Das Gitter der Röhre 2 wird über einen hochohmigen Widerstand gleichspannungsmässig mit dem Gitter der Röhre 1 verbunden, sowie mit dem Kondensator C wechselfspannungsmässig an Masse gelegt.



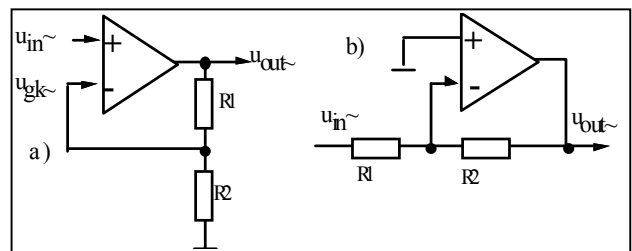
Nun kann (oder muss) der Verbindungspunkt beider Katoden mit einem entsprechend dimensionierten Katodenwiderstand so hochgelegt werden, dass sich zwischen den Gittern und den Katoden der zwei Röhren die notwendige negative Gittervorspannung ergibt.

Die Schaltung hat die Tendenz, die Ströme durch die zwei Röhren auf den gleichen Wert zu bringen. Die Symmetrie der Ausgangsspannung hängt so nur von der Toleranz der Anodenwiderstände R_{a1} und R_{a2} ab.

Diese Schaltung hat sich im Lauf der Zeit zur eigentlichen Standardanschaltung für Verstärker mit mehr als 20 Watt Ausgangsleistung entwickelt.

2.6 Gegenkopplung

Der in Bild 2a gezeigte phasen-invertierende Verstärker illustriert die Grundidee der Gegenkopplung. Diese bekannte OpAmp-Schaltung spielt im Zusammenhang mit Röhren aber keine grosse Rolle, wohl aber der gegengekoppelte, nichtinvertierende Verstärker mit einem aus den zwei Widerständen R_1 und R_2 bestehenden Spannungsteiler am Ausgang.



Diese Schaltung funktioniert folgendermassen: Das Eingangssignal u_{in} wird mit dem Verstärkungsfaktor v verstärkt. Der Spannungsteiler liefert das Gegenkopplungssignal u_{gk} , das auf den zweiten, invertierenden Eingang des Verstärkers geschaltet, und so gegenphasig zu Eingangssignal wirksam.

Gegenkopplungsmöglichkeiten für einstufige Verstärker

Für die Spannungsteilung k der aus R_1 und R_2 bestehenden Potentiometerschaltung gilt folgendes:

$$k = R_1 / (R_1 + R_2)$$

Dieser Faktor k gibt an, welcher Anteil des Ausgangssignals auf den Verstärkereingang zurückgeführt wird.

Der Gegenkopplungs- Signalanteil am Verstärkereingang reduziert die Leerlaufverstärkung v einer Schaltung um den Faktor $(1 + vk)$.

Für die Verstärkung v_{gk} des gegengekoppelten Verstärkers gilt dann

$$v_{gk} = v / (1 + vk),$$

Wenn nun v sehr viel grösser ist als v_{gk} , wird die Verstärkung ausschliesslich vom Gegenkopplungskreis, vom Spannungsteiler mit den Widerständen R_1 und R_2 bestimmt. Und das gilt nicht nur für die Verstärkung, sondern auch für den Eingangs- und Ausgangswiderstand der Schaltung, die Verzerrungen, den Frequenzgang und die in der Schaltung entstehenden Fremdgeräusche (Brummen und Rauschen). Bei der sogenannten Spannungsgegenkopplung ist die Spannung des Ausgangssignals die Referenz für das Gegenkopplungssignal, bei der Stromgegenkopplung ist es der Ausgangsstrom. Die Parameter eines Verstärkers werden im Falle einer Spannungs- und Strom-Gegenkopplung unterschiedlich modifiziert (Tabelle 1)

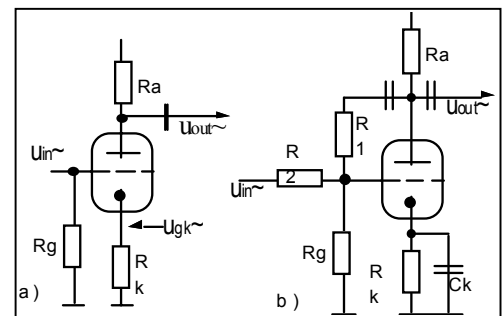


Tabelle Verstärker-Parameter und Gegenkopplung

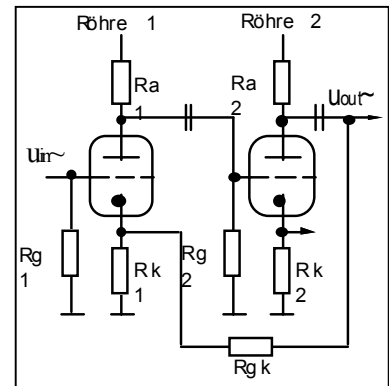
Ohne Gk	mit Spannungs-Gk	mit Strom-Gk
Verstärkung v	reduziert auf $v/(1+v_k)$	reduziert auf $v/(1+v_k)$
Verzerrungen $D(\%)$	reduziert auf $D/(1+v_k)$	reduziert auf $D/(1+v_k)$
Geräusch N	reduziert auf $N/(1+v_k)$	reduziert auf $N/(1+v_k)$
Eingang R_i	erhöht auf $R_i(1+v_k)$	erhöht auf $R_i(1+v_k)$
Ausgang R_a	reduziert um $(1+\mu_k)$	erhöht auf $R_a(1+\mu_k)$
Frequenzgang	geglättet um $(1+v_k)$	verschlechtert

(abhängig vom Impedanzverlauf der Last)

Gegengekoppelte Röhrenstufen

Das bisher gesagt gilt allgemein und spielt in der dargestellten Form vor allem im Zusammenhang mit OpAmps und diskret aufgebauten Halbleiterschaltungen eine Rolle. Sie gelten für den Fall, dass die Verstärkung v des Verstärkers ohne Gegenkopplung sehr gross ist im Verhältnis zu der des Verstärkers mit Gegenkopplung (v_k). Dann (und nur dann) werden die Verstärkereigenschaften ausschliesslich von der Gegenkopplung bestimmt. Bei Röhrenstufen ist diese Bedingung aber oft nicht erfüllt. Dazu kommt noch, dass sich die Gegenkopplung oft nicht so sauber von der „Betriebschaltung“ des Verstärkers trennen lässt wie bei einem OpAmp.

Zum Beispiel bei der einfachen Grundschaltung gemäss nebenstehendem Bild:



- Der von der Spannung U_{in} am Gitter der Röhre gesteuerte Signalstrom fliesst sowohl durch den Anodenwiderstand R_a , wie auch durch den Katodenwiderstand R_k . In der Schaltung von Bild 3a wirkt der Spannungsabfall an R_k der steuernden Gitterspannung U_{in} entgegen. Es handelt sich dabei um eine Gegenkopplung des durch die Röhre fliessenden Signalstroms, also um eine Strom-Gegenkopplung. Die Auswirkungen der Gegenkopplung sind in der dritten Spalte der Tabelle 1 aufgeführt.

Diese einfache Schaltung hat den Nachteil, dass der Strom durch die Röhre, nicht aber die allein interessierende Ausgangsspannung durch die Gegenkopplung korrigiert wird.

Bild 3 b zeigt die gleiche Grundschaltung, bei der aber der Katodenwiderstand mit dem Kondensator C_k wechselfrequenzmässig überbrückt ist. R_k ist so wechselfrequenzmässig unwirksam. Stattdessen wird ein Teil der Ausgangsspannung von der Anode auf das Gitter rückgekoppelt. Es handelt sich um eine Spannungs-Gegenkopplung, deren Eigenheiten in der zweiten Spalte der Tabelle 1 aufgeführt sind.

Diese Schaltung realisiert das, was man mit einer Gegenkopplung realisieren will, sie hat aber den Nachteil, dass der Eingangswiderstand klein ist. Er ist gleich dem Widerstandswert von R_2 .

Nun hat die Gegenkopplung bei einstufigen Verstärkern in der Praxis keine grosse Bedeutung, da die Verstärkung einer einzelnen Röhrenstufe zu klein ist, um eine Schaltung mit Eigenschaften zu bauen, die ausschliesslich von der Gegenkopplung bestimmt werden. Abgesehen davon, dass eine Stromgegenkopplung nicht zum erwünschten Ergebnis (Korrektur der Ausgangsspannung) führt, und bei der Spannungs-Gegenkopplung der Eingangswiderstand zu klein wird.

Wirkungsvoller gegenkoppeln lassen sich zweistufige Röhrenverstärker. Bild 4 zeigt eine häufig praktizierte Möglichkeit, eine eigentliche Grundschaltung der Röhrentechnik, die in einer Vielzahl von Vorverstärkern realisiert worden ist. Bei dieser Schaltung wird ein Teil der Ausgangsspannung von der Anode der Röhre 2 auf die Katode der Röhre 1 zurückgeführt. Der Anteil dieser Gegenkopplungsspannung wird vom Spannungsteiler $R_{k1} - R_1$ bestimmt. Der Katodenwiderstand R_{k1} kann wechselfrequenzmässig nicht überbrückt werden. Die durch diesen Widerstand bewirkte Stromgegenkopplung ist aber so gering, dass sie sich nicht negativ auswirken kann (siehe oben). Das gleiche gilt für R_{k2} .

die Stabilität der Schaltung

Ein gegengekoppelter Verstärker ist stabil, wenn die Phasenlage des Gegenkopplungssignals frequenzunabhängig 180° beträgt. In der Praxis ist diese Voraussetzung nicht zu erfüllen. Wenn man alle Komponenten (und die Kombination von Komponenten) eines Verstärkers im Bezug auf ihre Phasendreh-Eigenschaften unter die Lupe nimmt zeigt sich folgendes:

Eine Röhrenstufe in Katodenbasis-Schaltung dreht im mittleren Frequenzbereich die Phase um 180° .

Am unteren Ende des Uebertragungsbereichs wird die Phase durch ein RC-Glied (bestehend zum Beispiel das aus dem Koppelkondensator und dem Gitterwiderstand der folgenden Stufe) um maximal 90° gedreht.

Am oberen Ende des Uebertragungsbereichs bewirken die Röhrenkapazitäten und die Streuinduktivität des Ausgangsübertragers ebenfalls eine Phasendrehung von maximal 90° .

In einem mehrstufigen Verstärker sind nun mehrere phasendrehende Komponenten (Röhren und RC-Glieder) hintereinander geschaltet. Die Folge ist eine frequenzabhängige Phasengang, dessen Verlauf mit dem Frequenzgang des Verstärkers verknüpft ist:

Bei einem Abfall von 6dB/Oktav wird gleichzeitig die Phase um 90° gedreht, bei 12dB/Oktav sind es 180° .

Nun bringt jede zusätzliche Phasendrehung von 90° unabhängig von der Richtung (vorausgehend oder nachlaufend) eine Gegenkopplungskomponente, deren Phasenlage der des Eingangssignals entspricht. Wenn diese Komponente in einem Frequenzgebiet gleich gross oder grösser wird als das Eingangssignal, beginnt der Verstärker zu schwingen. Diese Situation muss unbedingt vermieden werden. In der Praxis bedeutet das, dass man einen Verstärker nicht beliebig stark gegenkoppeln kann. In dieser Beziehung unkritisch sind einstufige Verstärker mit nur einem zusätzlichen, phasendrehenden RC-Glied (Bild 1). Die Verstärkungsreserve eines einstufigen Verstärkers (Verstärkung einer Triode maximal $\nu=70$) erlaubt aber keine deutlich sich auswirkende Gegenkopplung.

Ebenfalls relativ unkritisch sind zweistufige Verstärker (Bild 2). Sie bieten eine genügende Verstärkungsreserve, um die Vorteile einer starken Gegenkopplung einigermaßen realisieren zu können. Bei Verstärkern mit drei und mehr Stufen wird die Sache komplizierter, und man kommt nicht darum herum, mit zusätzlichen phasendrehenden Gliedern den Leerlauf-Frequenzgang des Verstärkers so zu verändern, dass die Stabilitätsbedingungen bei jeder Frequenz erfüllt sind.

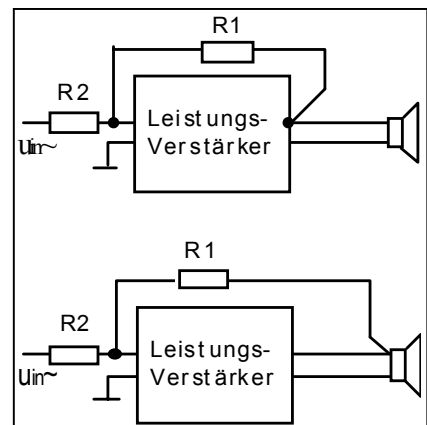
Besonders schwierig wird alles, wenn bei einem Leistungsverstärker auch noch der Ausgangsübertrager in die Gegenkopplung einbezogen wird. In diesem Fall sind der Gegenkopplungsmöglich enge Grenzen gesetzt.

Die Gegenkopplung ist ein äusserst brauchbares Mittel, um die Eigenschaften eines Verstärkers deutlich zu verbessern. Die heute übliche Uebertragungsqualität von Verstärkern wäre ohne Gegenkopplungen nicht zu realisieren. Ein Allerweltsmittel, das aus einem schlechten einen guten Verstärker macht, ist die Gegenkopplung aber nicht.

Angreifpunkt der Gegenkopplung

Die Verbesserungen der Uebertragungseigenschaften einer Schaltung durch die Gegenkopplung wird immer nur an der Stelle wirksam, an der die Gegenkopplungsspannung abgegriffen wird. Bei einem Röhren-Leistungsverstärker sollten das zweckmässigerweise die Anschlussklemmen für den Lautsprecher, und nicht etwa irgend ein Punkt innerhalb der Schaltung (zum Beispiel die Drahtanschlüsse der Sekundärseite des Ausgangsübertragers) sein.

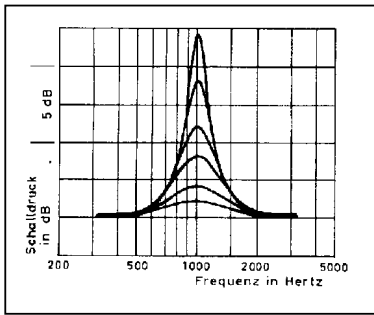
Man könnte aber auch noch weiter gehen. Von Interesse ist ja letztlich nicht das Ausgangssignal des Verstärkers, sondern ausschliesslich das, was an den Klemmen der Lautsprecherbox ankommt. Wenn man das Gegenkopplungssignal an dieser Stelle abzweigen würde, wären die Verbindungsleitungen zwischen Verstärker und Lautsprecher ebenfalls Bestandteil des gegengekoppelten Systems (Bild 5b). Dies ist übrigens vor einigen Jahren auch vorgeschlagen und in einigen japanischen Leistungsverstärkern erfolgreich realisiert worden.



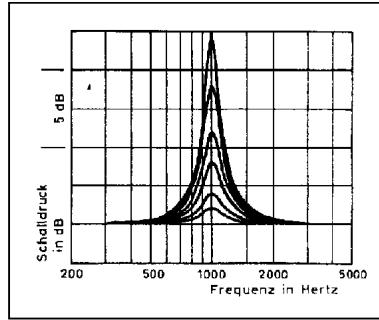
3. analoge Effektgeräte

3.1 Equalizer

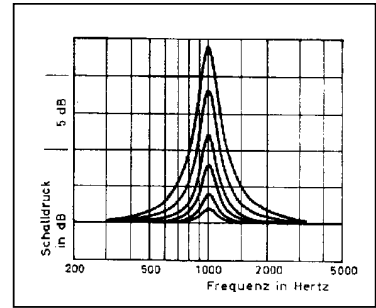
3.1.1 Eigenschaften



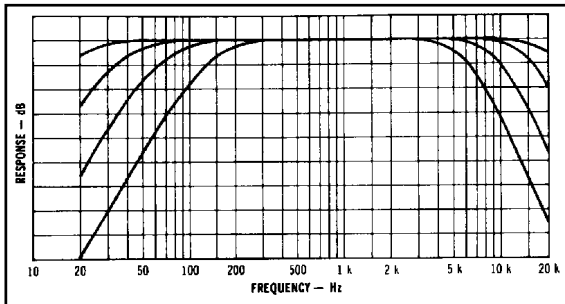
Filters mit variabler Güte



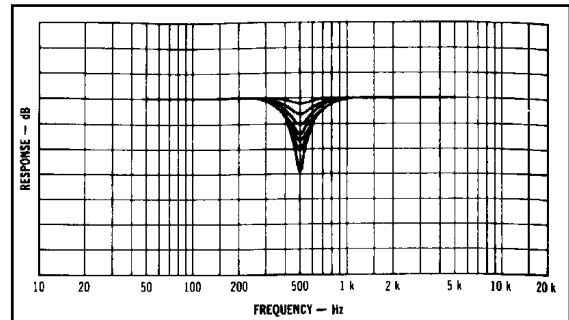
constant range-Filter



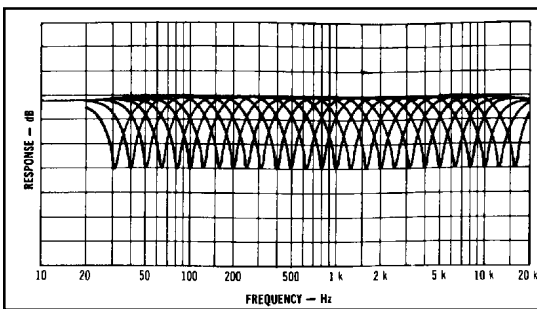
Filter mit konstanter Güte



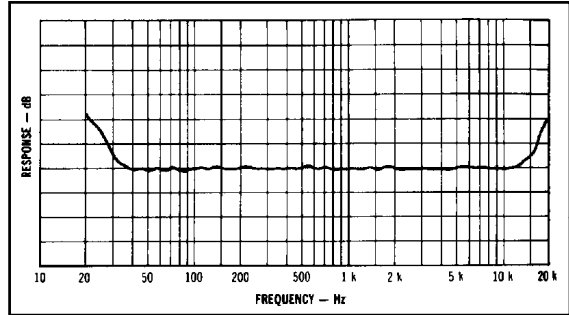
Hoch und Tiefpässe, Steilheit von 18dB/Oktav



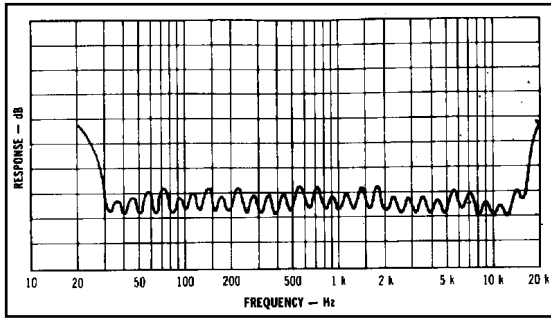
Notchfilter bei 500Hz mit verschiedener Absenkung



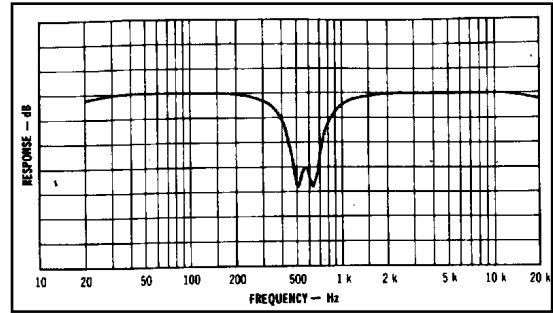
28 1/3-Oktav-Filter mit maximaler Absenkung von 15 dB



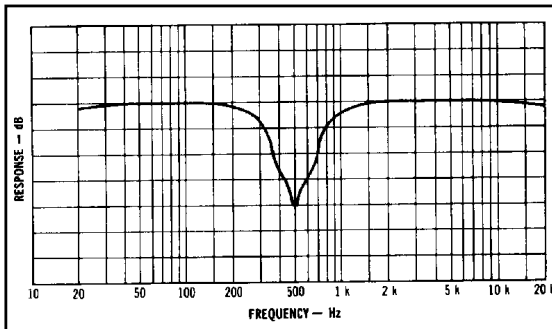
Alle Frequenzbänder auf -7dB eingestellt (Welligkeit +/-1/2dB)



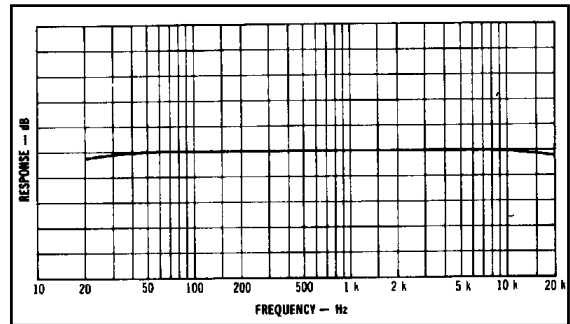
Alle Frequenzbänder mit maximaler Absenkung



Zwei benachbarte Filter (500Hz und 630Hz) mit maximaler Absenkung

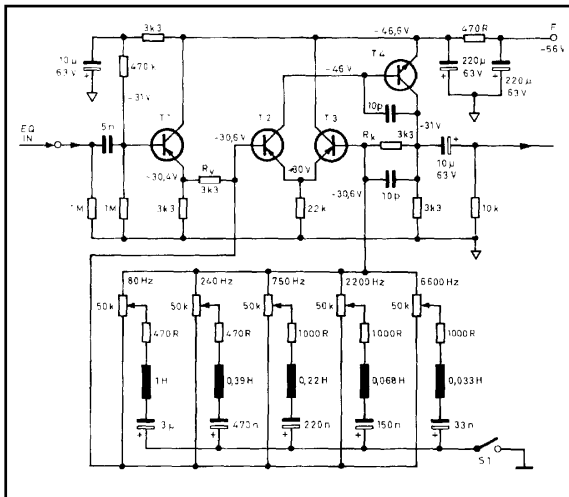


500Hz-Filter -15dB, 400Hz und 630Hz -8dB

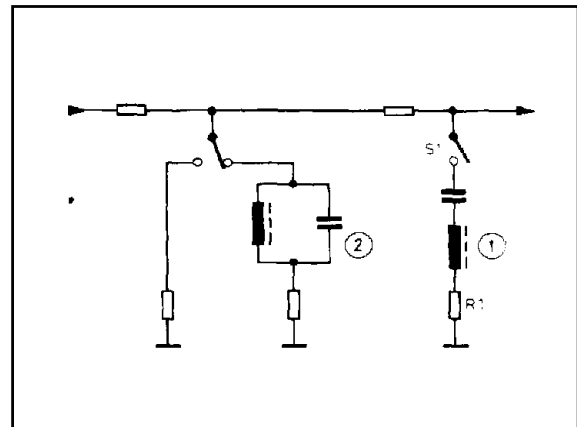


alle Filter auf 0dB, Hoch und Tiefpass out

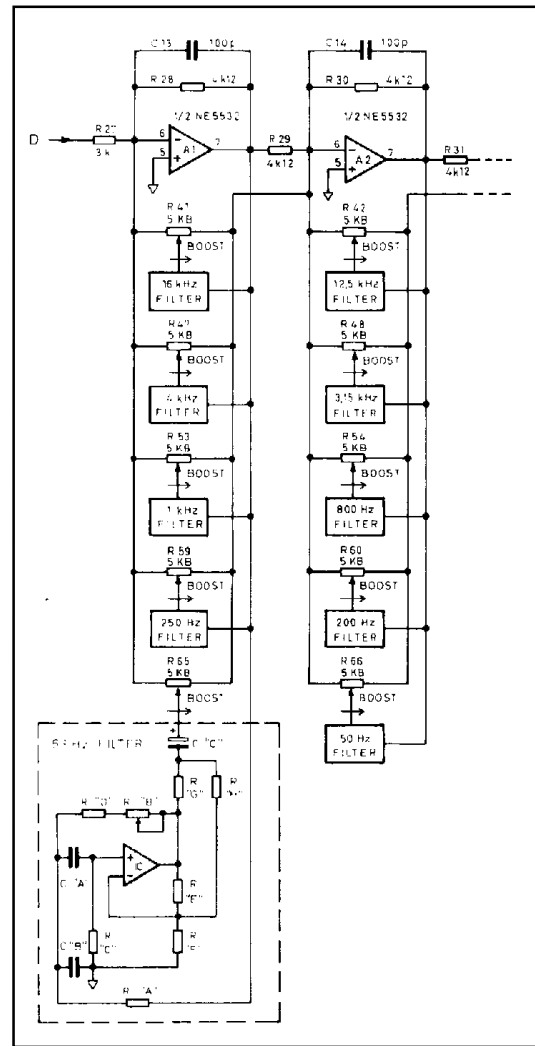
3.1.2 Schaltungen von Equalizern



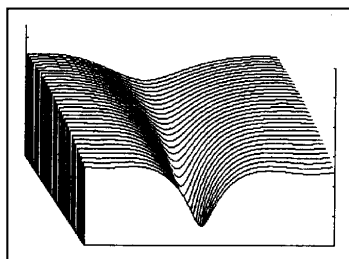
Fünfbandequalizer mit LC-Kreisen



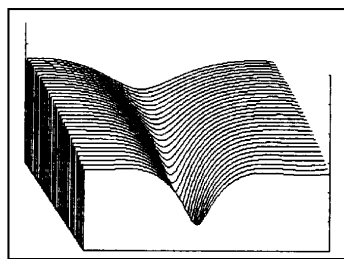
Anhebung und Absenkung mit Saug- und Sperrkreis



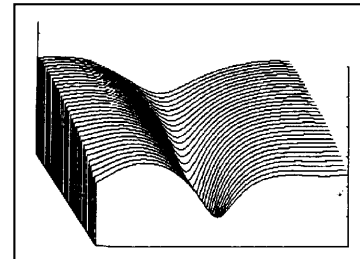
Schaltung eines constant range-Filters



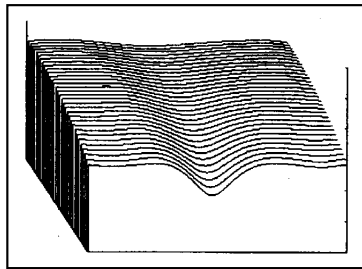
Hochwertiges passives Filter



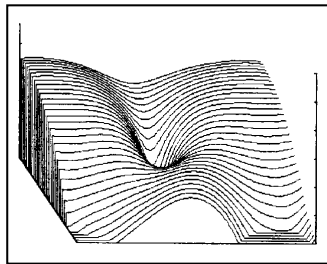
Filter wie Bild 19 aber anderes Fabrikat



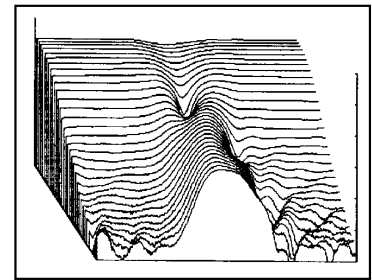
aktives Filter, Rest wie oben
0Hz - 2kHz, Testzeit 750us



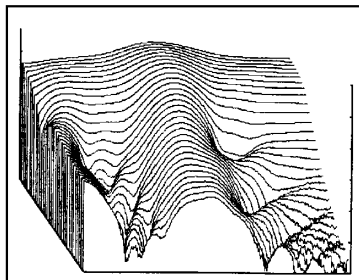
aktives Schmalband-Filter mit geringer Absenkung



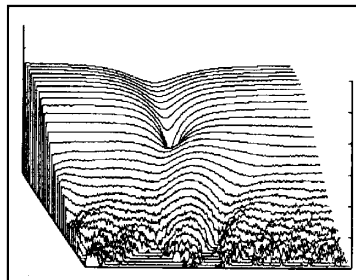
1/3-Oktav-Filter



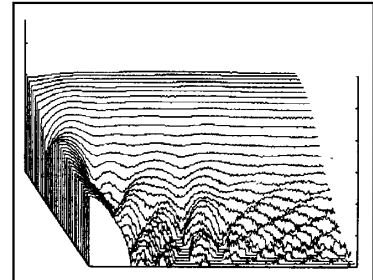
Kombination von 1/3-Oktav-Filter mit schmalbandigem Filter



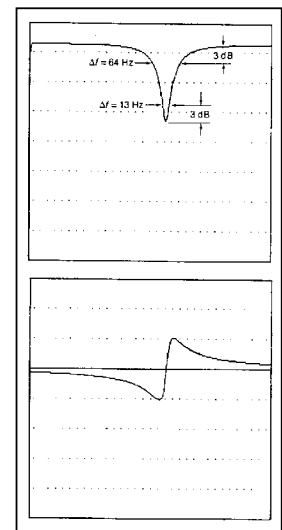
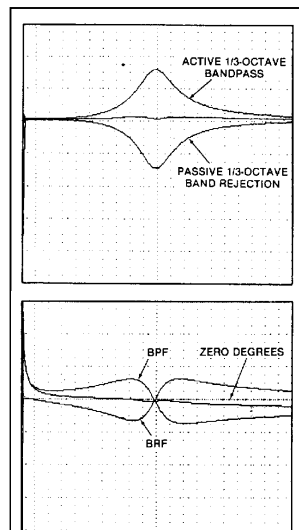
aktiver parametric equalizer



Ausschwingen eines passiven 1/3-Oktav-Filters

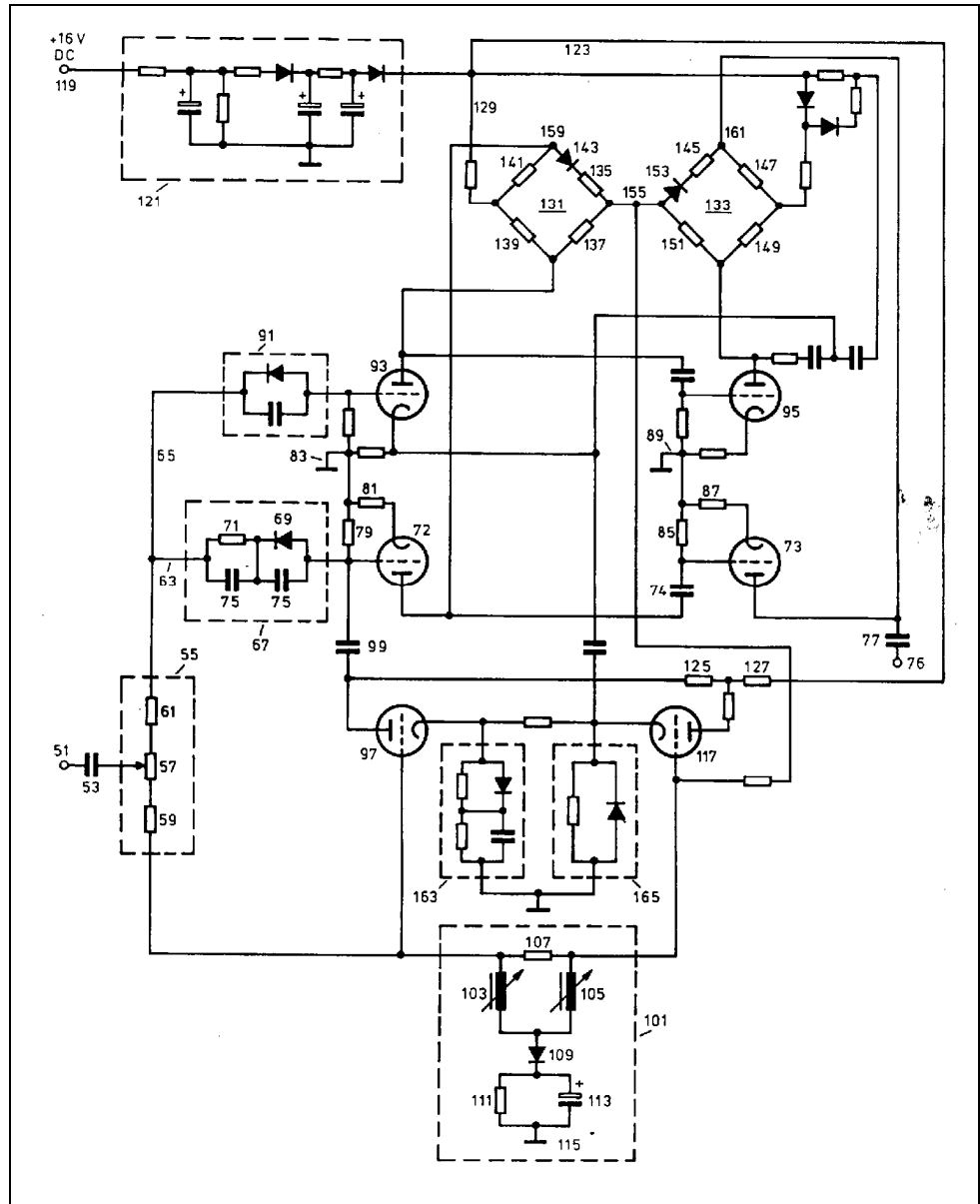


Ausschwingen des Filters Bild 26

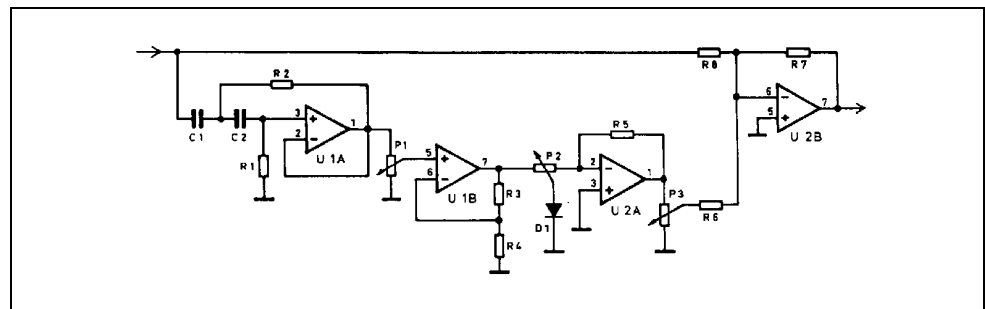


Frequenzgang und Phasengang der Kombination von notch und boost filter
Frequenz- und Phasengang des schmalbandigen Filters

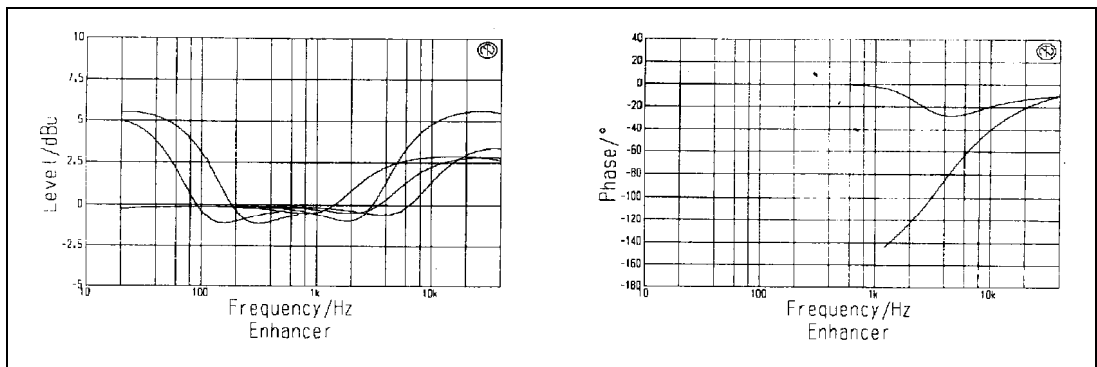
3.2 Exiter



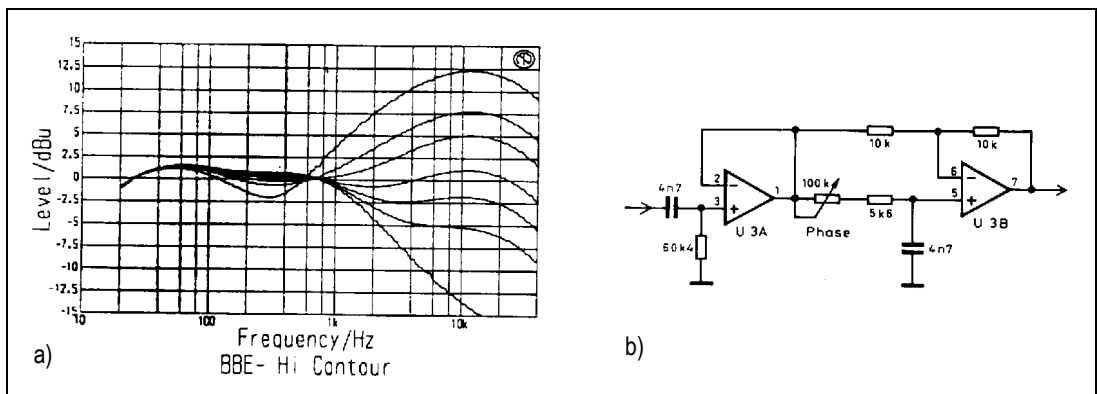
Originalschaltung des ersten Aphex Aural Exiter



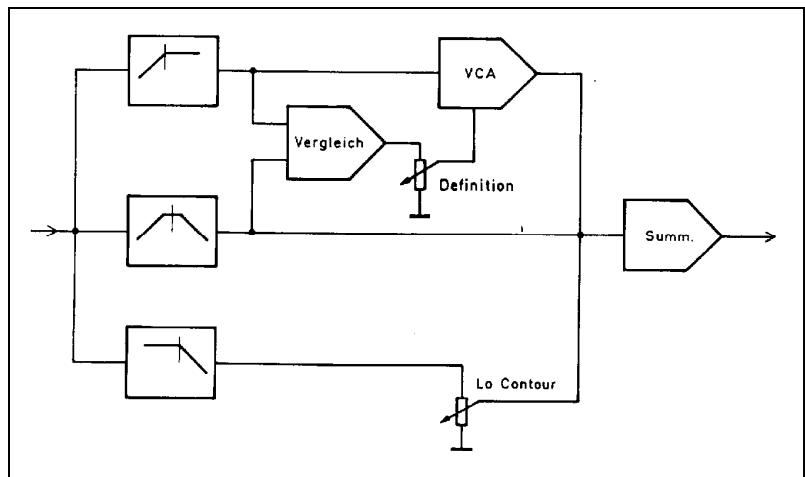
moderne Apex Aural Exiter



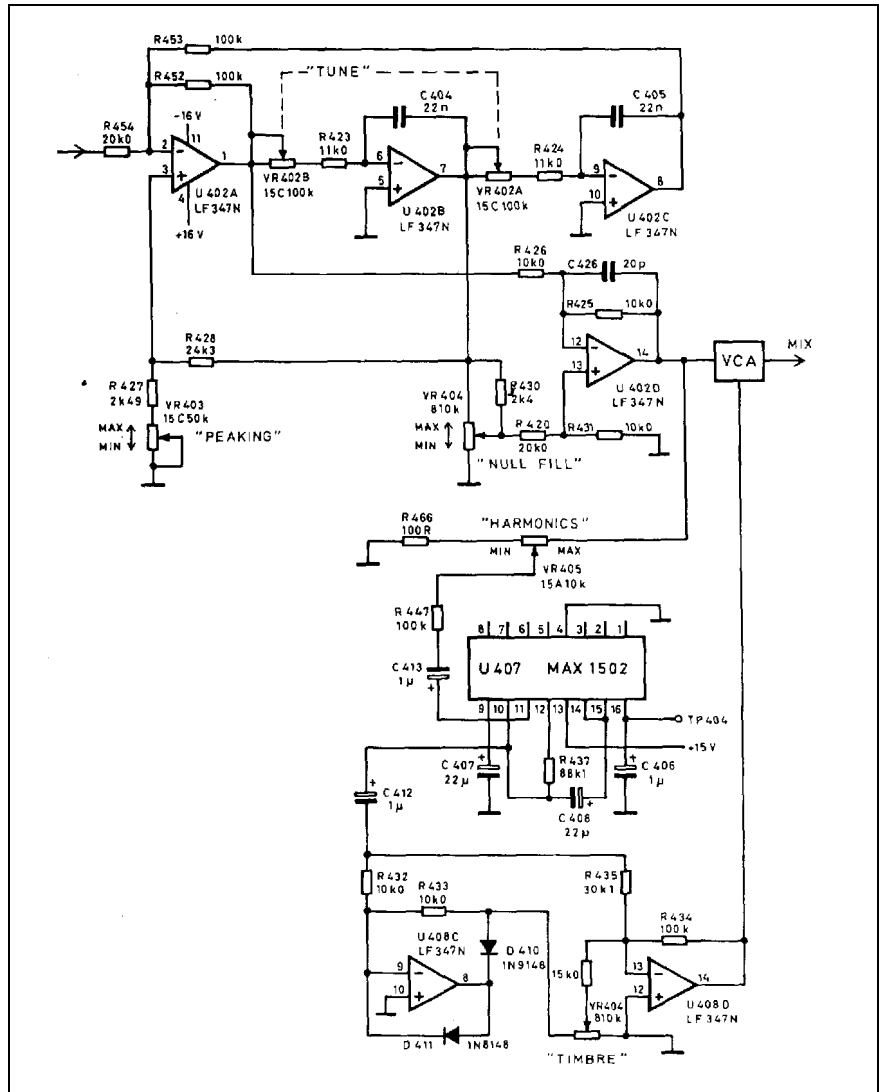
Frequenz- und Phasengang eines Enhancers



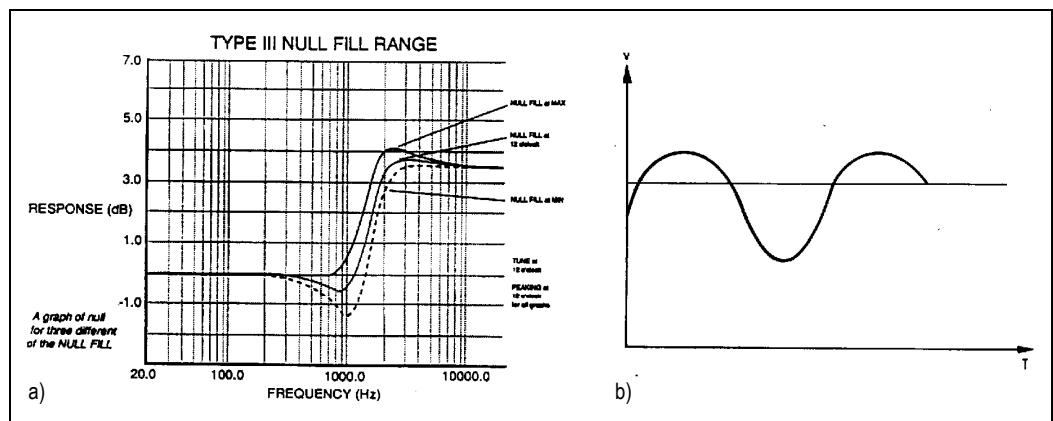
Allpassfilter von Rocktron



Sonic Maximizer von BBE

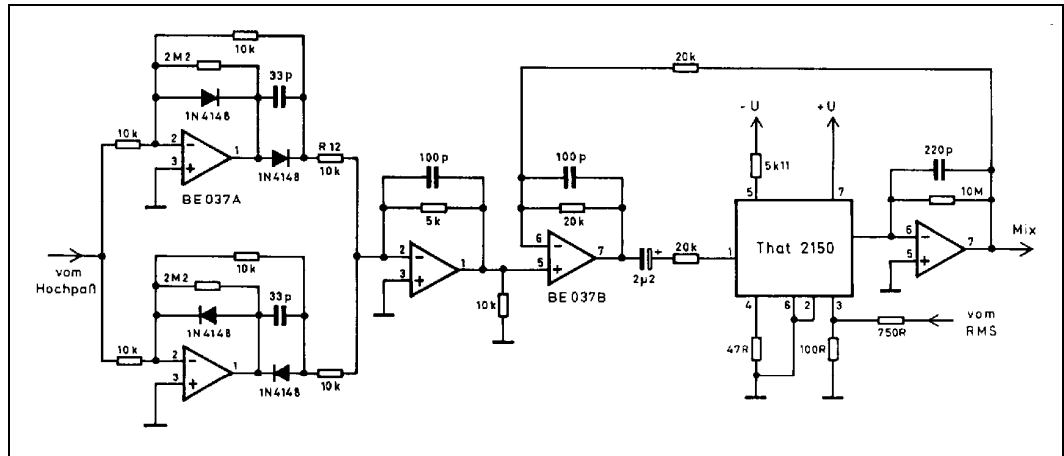


Schaltung Apex Typ 3

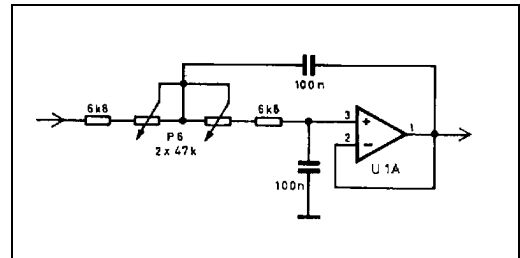


a) Hochpassfilter mit verschiedenem Q-Wert

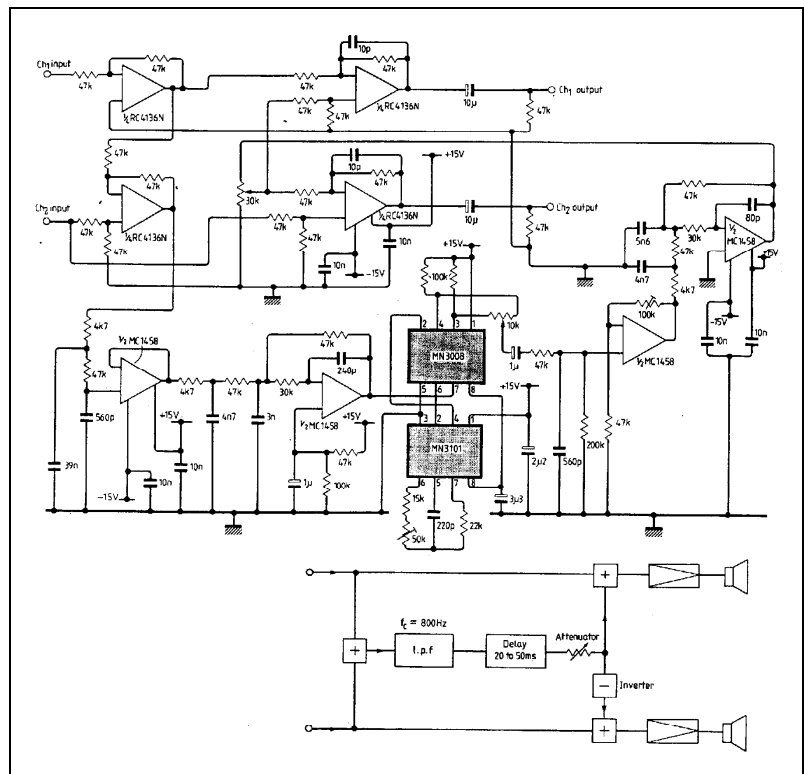
b) Pegelabhängiger Klirrfaktor (unterschiedliche Halbwellen)



Beringer Exiter mit zwei Halbwellengleichrichtern im Hochpasszweig (Resultat siehe Bild 10)



Bass Enhancer (Grundschtaltung)



IOCC-Enhancer