

10.4 Phasenumkehrstufe (Phase-Splitter)

Mit einer einzigen Endröhre (Eintakt-Betrieb) lässt sich nur eine kleine Ausgangsleistung erreichen, für hohe Leistungen ist Gegentakt-Betrieb erforderlich (Kap. 10.5). Eine Gegentakt-Endstufe benötigt zwei um 180° gegeneinander phasenverschobene Ansteuersignale. Diese zueinander gegenphasigen Spannungen werden in einer oder zwei Röhren in der sog. Phasenumkehr-Stufe (engl. PHASE-SPLITTER) erzeugt. Es gibt im Wesentlichen drei Schaltungskonzepte: Die mit $\nu = -1$ arbeitende Röhre in Kathoden-Basis-Schaltung (Paraphase), die Kathodyn-Schaltung, und den mit Gitter-Basis-Schaltung arbeitenden Differenzverstärker.

10.4.1 Kathoden-Basis-Schaltung (Paraphase)

Das Konzept ist einfach: Eine Triode verstärkt, ihre Anodenspannung ist sowohl Steuersignal für die eine Endröhre, als auch – über Widerstände abgeschwächt – Steuersignal der zweiten Triode; deren (gegenphasige) Anodenspannung steuert die andere Endröhre an (**Abb. 10.4.1**).

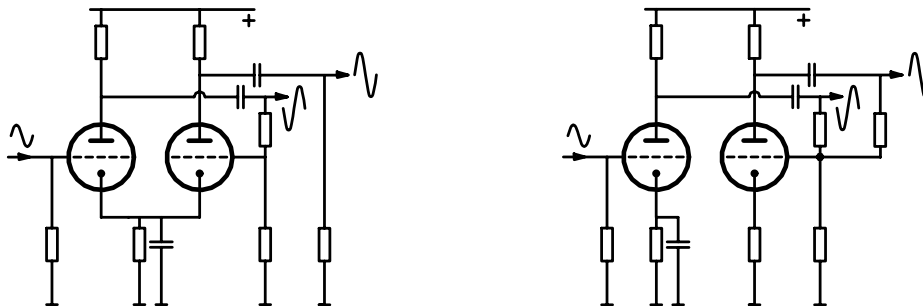


Abb. 10.4.1: Phaseninverter in Kathoden-Basis-Schaltung. Rechts: Modifizierte Versionen mit Gegenkopplung.

Die **Paraphase-Grundsaltung** findet man vor allem in frühen Gitarrenverstärkern (z.B. 1947, Fender Deluxe). Schon bald wurde sie modifiziert, dann durch die Kathodyn-Schaltung abgelöst. Der Vorteil der Paraphase-Schaltung liegt in der großen Spannungs-Verstärkung und der relativ großen Ausgangsspannung der beiden Röhren. Nachteilig ist, dass die Beträge der beiden Ausgangsspannungen nicht exakt gleich sind, sondern stark von den individuellen Röhrendaten abhängen. Mit einem Abgleich der Teiler-Widerstände ist zwar eine individuelle Symmetrierung möglich, im Laufe des Röhren-Lebens müsste aber immer wieder überprüft werden, ob diese **Symmetrierung** noch passt. Spätestens beim Röhrenwechsel müsste dann neu abgeglichen werden. Eine ganz andere Frage ist natürlich, ob ein Gitarrenverstärker tatsächlich bei symmetrierter Phasenumkehrstufe am besten klingt – aber auch bei gewollter Unsymmetrie müsste diese ja wohl spezifisch sein, und dürfte nicht von zufälligen Röhrenstreuungen abhängen.

Die typische Paraphase-Schaltung, wie sie z.B. im alten **Fender Deluxe** (5B3) zu finden ist, schwächt die Wechselspannung der ersten Triode mit einem $250\text{-k}\Omega / 7.0\text{-k}\Omega$ -Teiler auf ca. $1/44$ ab. Für eine genaue Berechnung muss der Innenwiderstand der ersten Triode zu den $250\text{ k}\Omega$ dazugezählt werden, näherungsweise sind das $50\text{ k}\Omega$. Die zweite Triode verstärkt diese abgeschwächte Spannung wieder um ca. -44 , sodass zwei betragsmäßig gleich große, gegenphasige Wechselspannungen zur Ansteuerung der Endröhren zur Verfügung stehen. Das ist allerdings der Idealfall; in der Realität streut die Verstärkung der zweiten Triode beträchtlich.

Wenn die Spannungsverstärkung der zweiten Triode nicht dem Sollwert entspricht, sondern z.B. um 20% zu klein ist, unterscheiden sich die beiden in der Endstufe erzeugten Halbwellen ebenfalls um 20%; mit der Konsequenz, dass alleine hierdurch ein **Klirrfaktor** von ca. 4% erzeugt wird. Eine derartige Unsymmetrie kann man gut oder schlecht finden – im Hause Fender fand man's nicht gut, und ersetzte (z.B.) beim Deluxe 5D3 den Spannungsteiler am Gitter der zweiten Triode durch eine Strom/Spannungs-**Gegenkopplung**: Die Anodenspannung der zweiten Triode wird abgegriffen (270 kΩ), und erzeugt einen zusätzlichen Strom im Gitterkreis. **Abb. 10.4.2** zeigt die Schaltung des Fender Deluxe 5D3, sie findet sich auch bei anderen Fender-Verstärkern jener Epoche (Super Amp 5D4, Pro Amp 5D5, Twin 5D8).

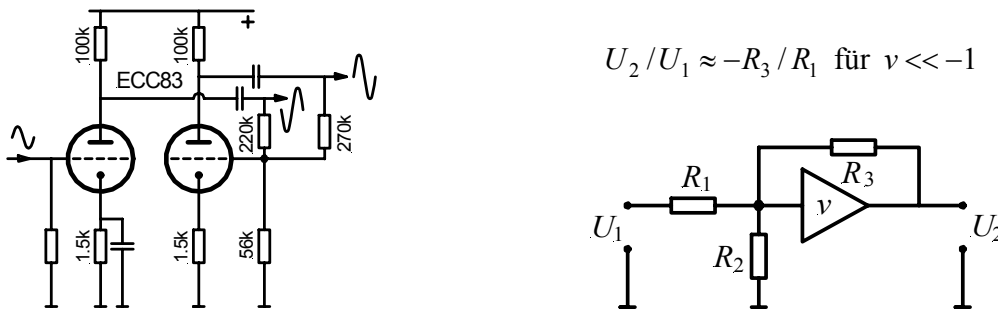


Abb. 10.4.2: Paraphase-Schaltung mit Strom/Spannungs-Gegenkopplung (Fender Deluxe 5D3, 1954).

Das Prinzip der Strom/Spannungs-Gegenkopplung kommt auch beim invertierenden OP zum Einsatz (rechtes Bild): Für gegen $-\infty$ gehende Verstärkung v geht die an R_2 abfallende Spannung gegen null, U_2/U_1 wird nur mehr vom Widerstandsverhältnis, und nicht mehr von v bestimmt [z.B. Tietze/Schenk]. Bei der Röhrenschtaltung gilt diese Vereinfachung nur näherungsweise, die prinzipielle Wirkung ist aber dieselbe: Wenn sich die Leerlaufverstärkung der zweiten Triode um 10% ändert, ändert sich das Verhältnis der beiden (gegenphasigen) Ausgangsspannungen mit Gegenkopplung nur noch um ca. 1%. Die Gegenkopplung stabilisiert das Verhältnis U_2/U_1 der beiden Ausgangsspannungen, was im Englischen zum Begriff SELF BALANCING PARAPHASE CIRCUIT geführt hat.

Die Gegenkopplung hat aber noch eine weitere Wirkung: Sie verändert den **Innenwiderstand** der rechten Triode. Bei Belastung wird ja die Anoden-Wechselspannung der rechten Triode kleiner – damit verringert sich aber die über 270 kΩ zurückwirkende (gegenkoppelnde) Spannung, woraus eine größere Spannungsverstärkung resultiert. Die lastabhängige Verringerung der Anoden-Wechselspannung wird somit zumindest teilweise ausgeglichen (ausgeregelt). Der Innenwiderstand der linken Triodenschaltung (Abb. 10.4.2) ist einfach die Parallelschaltung von Röhren-Innenwiderstand (z.B. 63 kΩ) und Anodenwiderstand (z.B. 100 kΩ), also in diesem Beispiel ca. 39 kΩ. Berücksichtigt man noch die Last (ca. 220 kΩ), ergibt sich für die Gesamtschaltung $R_{i1} \approx 33$ kΩ. Bei der rechten Röhre ergibt die Berechnung (incl. Belastung) $R_{i2} \approx 12$ kΩ. Die Gegenkopplung hat also den Innenwiderstand des zweiten Röhrensystems auf ungefähr 1/3 reduziert. Solange die Belastung der beiden Paraphase-Ausgänge vernachlässigbar ist, spielen unterschiedliche Innenwiderstände keine Rolle. Durch die Eingangskapazitäten der Endröhren und bei Gitterstromfluss können sich aber Lastwiderstände ergeben, die zu u.U. beachtlichen Unsymmetrien führen.

Des Weiteren muss berücksichtigt werden, dass das Steuersignal der einen Endröhre über *einen* RC-Hochpass läuft, das der anderen Endröhre aber über deren *zwei* – daraus resultieren Phasendrehungen im tieffrequenten Bereich. Ähnliches passiert bei hohen Frequenzen: Der Umweg über das zweite Triodensystem wirkt als zusätzlicher Tiefpass, der hochfrequent für Phasenfehler sorgt.

In **Abb. 10.4.3** sind die Ausgangsspannungen einer nicht-gegengekoppelten Paraphase-Stufe dargestellt. Bei kleiner Aussteuerung (links) entstehen tatsächlich zwei gegenphasige, in etwa betragsgleiche Spannungen, mit zunehmender Aussteuerung beginnen Trioden-Begrenzungen sichtbar zu werden, die den Arbeitspunkt des Koppel-Kondensators verschieben. In der unteren Bildzeile tritt ab +20 V Endröhren-Gitterstromfluss auf, der die Spannungsverläufe zu positiven Werten hin begrenzt. Da das Signal der zweiten Triode aber von der begrenzten Anodenspannung der ersten Triode abgeleitet wird, ist das zweite Ausgangssignal auch zu negativen Werten hin begrenzt. Die Übersteuerung der Endröhren ist folglich unsymmetrisch.

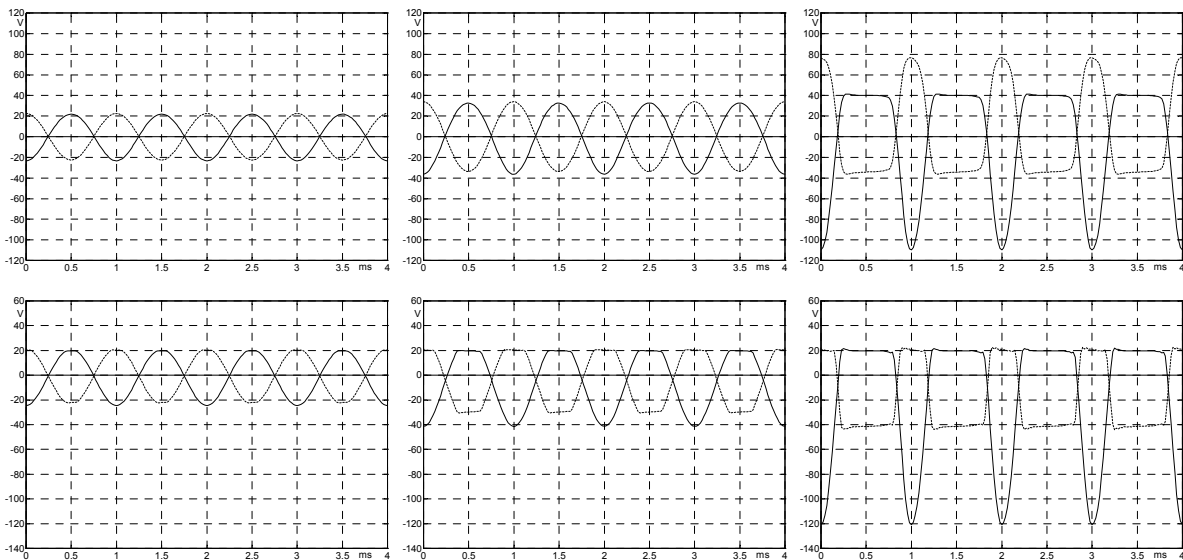


Abb. 10.4.3: Messungen an einer nicht-gegengekoppelten Paraphase-Stufe; 1. Röhre (—), 2. Röhre(---).
Oben: Ohne Gitterstrom-Belastung. Unten: Gitterstromfluss ab 20 V. Trioden-Betriebsspannung: 260 V.

Abb. 10.4.4 stellt entsprechende Messungen für eine gegengekoppelte Paraphase-Stufe dar. Auch hier zeigt sich im nichtlinearen Betrieb eine unterschiedliche Ansteuerung der beiden Endröhren, sowie die schon in Abb. 10.4.3 erkennbare Veränderung des Tastverhältnisses.

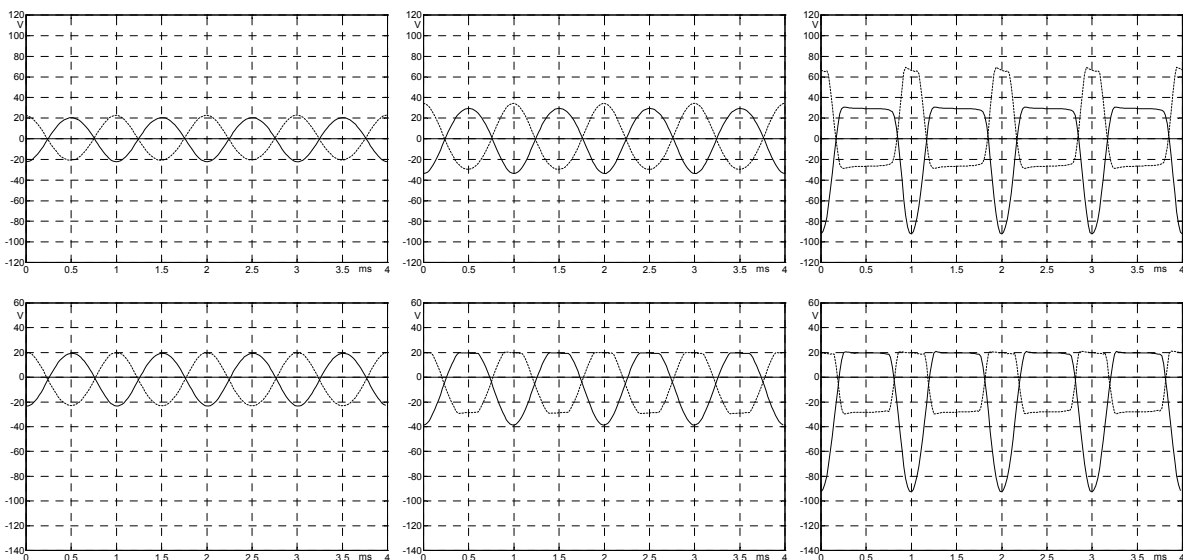
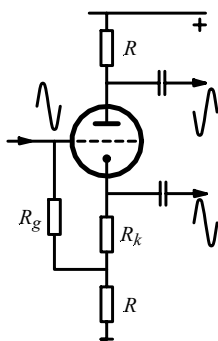


Abb. 10.4.4: Messungen an einer gegengekoppelten Paraphase-Stufe; 1. Röhre (—), 2. Röhre(---).
Oben: Ohne Gitterstrom-Belastung. Unten: Gitterstromfluss ab 20 V. Trioden-Betriebsspannung: 235 V.

10.4.2 Kathodyn-Schaltung (Split-Load)

Die Kathodyn-Schaltung nutzt die Gegenphasigkeit der Kathoden- und Anoden-Wechselspannung. Nimmt man leistungslose Steuerung an, so entspricht der Kathodenstrom dem Anodenstrom, und somit sind für gleich großen Kathoden- und Anodenwiderstand die daran abfallenden Wechselspannungen exakt betragsgleich – unabhängig von den Röhrendaten. Bücher über Schaltungstechnik erklären die Funktion der Kathodyn-Schaltung gerne damit, dass der Anodenwiderstand in zwei "exakt" gleiche Hälften aufzuteilen sei, die dann den neuen Anodenwiderstand bzw. den Kathodenwiderstand ergeben. Vermutlich führte diese Erläuterung dazu, dass bei frühen Gitarrenverstärkern in der Kathodyn-Stufe enger tolerierte Widerstände zum Einsatz kamen: Beim Ampeg B-42-X liest man beispielsweise: *all resistors 10%*, aber neben den 47-k Ω -Kathodyn-Widerständen und den darauf folgenden 100-k Ω -Lastwiderständen steht: *5%*. Und es gab sogar Verstärker, die 2% Widerstands-Toleranz forderten.



$$v_A = -\frac{v_k}{1 + R_k / R} \approx -v_K$$

$$v_K = \left(1 + \frac{2R + R_i + R_k}{(R + R_k) \cdot R_i \cdot S} \right)^{-1} \approx \frac{\mu}{\mu + 3}$$

$$R_E \approx \frac{R_g}{3 / \mu + R_k / R}; \quad R_{iA} \approx R; \quad R_{iK} \approx \frac{R + R_i}{1 + \mu}$$

Abb. 10.4.5: Kathodyn-Schaltung. Fender-typische Signal-Auskopplung direkt an der Kathode.

In Abb. 10.4.5 ist eine für Gitarrenverstärker typische Kathodyn-Schaltung dargestellt. Die beiden Arbeitswiderstände (R) sind beim Fender-Verstärker in der Regel 56 k Ω , $R_k = 1.5$ k Ω , der Gitter-Ableitwiderstand ist 1 M Ω . Mehrere Fender-Verstärker erhielten 1955 diese Schaltung (Deluxe, Super, Pro, Bassman, Twin), allerdings nur für ca. 2 Jahre – dann kam der Differenzverstärker (mehr hierzu in Kap. 10.4.3). Bei der in Abb. 10.4.5 dargestellten Schaltung ist der Gitter-Ableitwiderstand R_g nicht gegen Masse, sondern gegen den aufgeteilten Kathodenwiderstand geschaltet. Durch diese Gegenkopplung wird der **Eingangswiderstand** R_E wesentlich vergrößert, im Beispiel auf ca. 18 M Ω . Ob dies dem Fender-Entwickler bewusst war, ist fraglich: Der zum Gitter führende Koppel-Kondensator beträgt nämlich 20 nF, wie bei 1-M Ω -Eingängen üblich. Nun liegt der 1-M Ω -Widerstand aber nicht an Masse, sondern an einer fast gleichgroßen kohärenten Wechselspannung, und dadurch erhöht sich der effektive Eingangswiderstand (Bootstrap). Mit 20 nF und 18 M Ω erhält man eine **Hochpass**-Grenzfrequenz von 0.4 Hz – für Gitarrenverstärker sehr speziell. Der Gibson GA-19-RVT koppelt bei seiner Kathodyn-Stufe hingegen mit 500pF – ob die mehr wussten?

Die **Spannungsverstärkung** vom Gitter zur Kathode ist ungefähr $1 - 3/\mu$, mit $\mu =$ Leerlaufverstärkung der Röhre. Bei der ECC 83 ergibt sich in guter Näherung $v_K = 0.97$. Fendertypisch ist die Anoden-Wechselspannung betragsmäßig geringfügig kleiner, ca. $v_A = -0.945$. Die **Innenwiderstände** der beiden Ausgänge sind hingegen sehr unterschiedlich: An der Anode in guter Näherung 56 k Ω (Stromgegenkopplung bei der Kathode), an der Kathode aber nur ca. 1.2 k Ω (Kathoden-Folger). Dies ist einer der Unterschiede zur Paraphase-Schaltung. Man spricht bei Verstärkerröhren ja gerne von *leistungsloser Steuerung*, und da wären Unterschiede in den Innenwiderständen belanglos. Sobald aber in den Endröhren Gitterströme fließen, beginnen sich Anoden- und Kathodenspannung der Kathodyn-Stufe zu unterscheiden.

Eine wechsellastmässige Anoden- bzw. Kathodenbelastung hat unterschiedliche Auswirkungen auf die jeweils andere Elektrode: Eine *Kathodenbelastung* würde den Anodenstrom und somit die Gitter/Anoden-Verstärkung vergrößern, eine *Anodenbelastung* würde die Gitter/Anoden-Verstärkung verkleinern; beide Belastungen hätten jedoch nur geringe Auswirkungen auf die Gitter/Kathoden-Verstärkung (Gegenkopplung). Belastet wird die Kathodyn-Stufe durch die beiden Endröhren. Deren Ansteuerung ist nur leistungslos, solange das Endröhrengitter hinreichend negativ gegenüber der Endröhrenkathode bleibt. Bei Vollaussteuerung und insbesondere bei Übersteuerung fließen aber in den Endröhren Gitterströme, die Kathodyn-Stufe arbeitet dann gegen eine nichtlineare Last.

In **Abb. 10.4.6** sind für zwei verschiedene Aussteuerungen die Zeitfunktionen der Anoden- und Kathodenspannung dargestellt – zunächst ohne Endröhrenbelastung. Im Vergleich zur Paraphase-Stufe sind die maximal erreichbaren Spannungen kleiner, die Symmetrie ist besser. Mit Endröhrenbelastung (6V6, **Abb. 10.4.7**) verformt sich die Anodenspannung im Bereich des Minimums wegen des von der Kathode abfließenden Gitterstromes – dadurch vergrößert sich der Anodenstrom, und damit der Spannungsabfall am Anodenwiderstand. Eine entsprechende Ausbuchtung der Kathodenspannung entsteht praktisch nicht, da die Spannungsverstärkung des Kathodenfolgers vom Anodenwiderstand so gut wie nicht beeinflusst wird. Ein typischer Röhrenverstärker-Effekt ist in der letzten Bildzeile dargestellt: Mit zunehmender Übersteuerung nimmt die Betriebsspannung ab ("Sagging"). Die Minimumspannung ist deshalb keine Konstante, sondern hängt von der Netzteil-Siebschaltung ab.

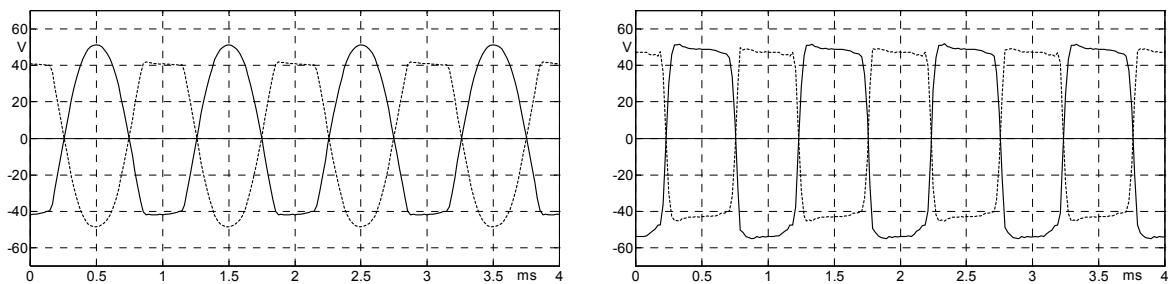


Abb. 10.4.6: Kathodyn-Stufe ohne Last, Wechselanteil. Anodenspannung (----), Kathodenspannung (—).

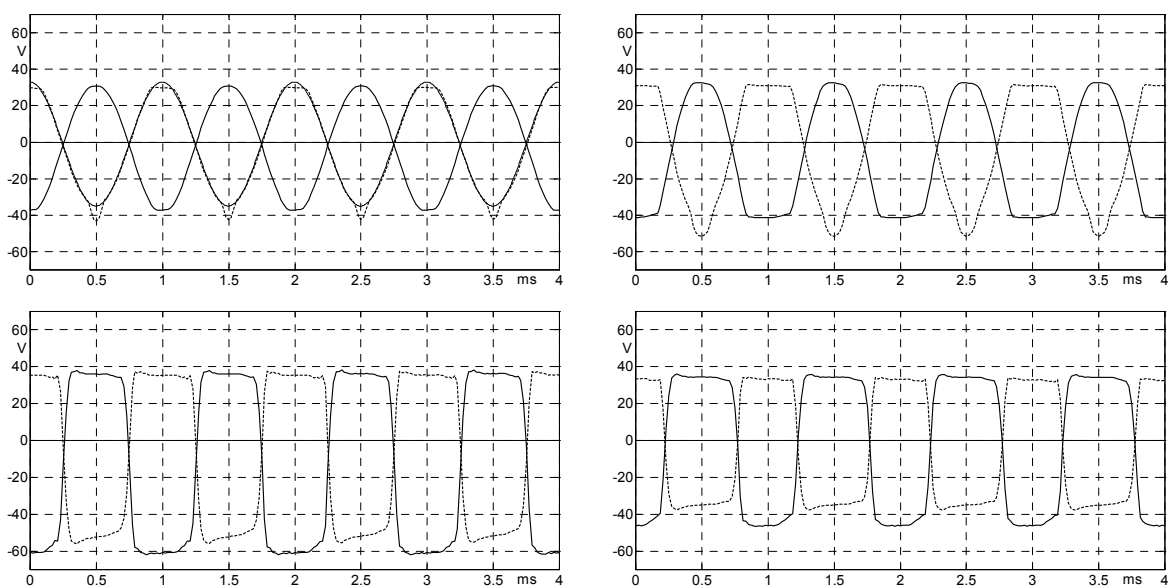


Abb. 10.4.7: Kathodyn-Stufe mit Last, Wechselanteil. Anodenspannung (----), Kathodenspannung (—). Das rechte untere Bild zeigt die Situation nach länger dauernder Übersteuerung.

10.4.3 Differenzverstärker (Long-Tail)

Dieser Schaltungstyp vereinigt zwei verschiedene Röhren-Grundsaltungen: Die erste Röhre arbeitet in Kathoden-Basis-Schaltung mit Stromgegenkopplung, die zweite Röhre arbeitet in Gitter-Basis-Schaltung; sie wird von der ersten Röhre über die Kathode angesteuert. In der Fender-Historie steht der Differenzverstärker am Ende einer Entwicklungsreihe: Paraphase (1946 – 1951), Paraphase mit Gegenkopplung (1951 – 1954), Kathodyn (1955 – 1957), Differenzverstärker (ab 1956). Andere Hersteller, wie z.B. VOX (1958) oder Marshall (1962), die erst ein gutes Jahrzehnt nach Fender mit dem Verstärkerbau begannen, verwendeten den Differenzverstärker gleich von Anfang an.

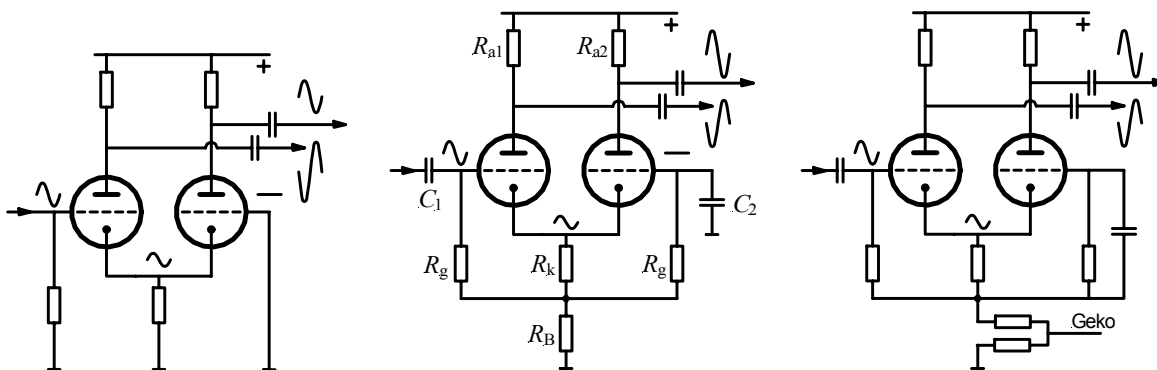


Abb. 10.4.8: Differenzverstärker mit Kathodenkopplung.

Das linke Bild von **Abb. 10.4.8** zeigt die Grundsaltung des Differenzverstärkers. Wechselspannungsaussteuerung der linken Röhre ändert ihren Anoden- und Kathodenstrom, und führt zu je einem Wechselspannungsabfall am Anoden- und Kathodenwiderstand. Da sich mit der Kathodenspannung auch die Steuerspannung der rechten Röhre ändert, wird auch ihr Anoden- bzw. Kathodenstrom geändert (Gitter-Basis-Schaltung). Als **Beispiel**: Wenn die (gegen Masse definierte) Gitterspannung der linken Röhre um 2 mV steigt, nimmt die Kathodenspannung um 1 mV zu. Ihre Gitter/Kathodenspannung hat folglich um 1 mV zugenommen, während die Gitter/Kathodenspannung der rechten Röhre um 1 mV abgenommen hat. Bei identischer Röhrensteilheit würden hieraus betragsgleiche, aber gegenphasige Anodenspannungen resultieren. Dieses in Büchern gerne verwendete Beispiel hat allerdings einen kleinen Schönheitsfehler: Die Summe der Anodenstromänderungen wäre null, und damit bliebe das Kathodenpotential konstant – die rechte Röhre würde nicht angesteuert. Mit einer kleinen Änderung geht's aber: Das linke Gitterpotential steigt um 3 mV, das Kathodenpotential steigt um 1 mV, die Anodenspannungsänderungen sind gegenphasig – aber nicht mehr betragsgleich! Bei üblicher Dimensionierung wäre die Wechselspannungsverstärkung der rechten Röhre nur ungefähr halb so groß wie die der linken, und außerdem wäre sie ziemlich stark von den individuellen Röhrendaten abhängig. Aus diesem Grund wird der Kathodenwiderstand vergrößert, wodurch die Spannungsverstärkung beider Röhren zwar reduziert, aber röhrenunabhängiger wird (Stromgegenkopplung). Das mittlere Bild in Abb. 10.4.8 zeigt eine derartige Schaltung (VOX AC-30), das rechte Bild enthält zusätzlich einen Eingang für eine den Ausgangsübertrager einschließende große Gegenkopplungsschleife (Marshall, Fender ab 1956).

Die typische Differenzverstärker-Röhre ist bei Fender zunächst die **12AX7** (7025, ECC83), in der Blackface-Epoche erfolgt dann der Wechsel zu der im Ausgang eher niederohmigen **12AT7** (ECC81). VOX verwendet die ECC83 (12AX7), Marshall ebenso.

DATENBLATTANGABEN: Innenwiderstand = 11 k Ω (ECC81) bzw. 63 k Ω (ECC83).

Die genaue Schaltungsanalyse des Differenzverstärkers zeigt, dass trotz der Stromgegenkopplung die Spannungsverstärkungen der beiden Röhren betragsmäßig unterschiedlich sind. Bei einer typischen Fender-Schaltung (Pro Amp AA763: $R_a = 100 \text{ k}\Omega$, $R_g = 1 \text{ M}\Omega$, $R_k = 470 \text{ }\Omega$, $R_B = 27 \text{ k}\Omega$) beträgt dieser Unterschied ungefähr 7%. In einem späteren Modell (Pro Reverb AA 165) wurde vermutlich aus diesem Grund ein Anodenwiderstand (R_{a1}) auf $82 \text{ k}\Omega$ abgeändert. Bei der nächsten Variante (AB 668) sind die Anodenwiderstände dann wieder gleich groß, aber nur mehr $47 \text{ k}\Omega$, und dabei bleibt's für längere Zeit. VOX verwendet zwei gleich große Widerstände (und keine Über-Alles-Gegenkopplung!), Marshall hingegen zumeist die 82k/100k-Paarung, und eine frequenzabhängige Über-Alles-Gegenkopplung.

Der Gitterableitwiderstand R_g der ersten Röhre beträgt typischerweise $1 \text{ M}\Omega$, und vermutlich wurde dieser Wert auch als Eingangswiderstand angesehen. Mit einem 20-nF-Koppelkondensator (z.B. Fender Twin 5F8A) ergäbe sich damit eine **Hochpass**grenzfrequenz von 8 Hz – für einen Gitarrenverstärker schon sehr niedrig, aber wohl kompatibel zu damaligen HiFi-Lehren. Nur: Durch die Gegenkopplung (R_B) wird nicht nur die Spannungsverstärkung verringert, sondern auch der Eingangswiderstand vergrößert (Bootstrap): Er beträgt deshalb nicht $1 \text{ M}\Omega$, sondern ca. $2 \text{ M}\Omega$, und die Grenzfrequenz rutscht auf 4 Hz ab. Das wäre nun selbst für einen Bassverstärker ausreichend, und tatsächlich findet man auch beim 5F6-Bassman einen 20-nF-Koppelkondensator. Einige Jahre später erhält der 6G6-B-Bassman allerdings einen 500-pF-Koppelkondensator! Die Berechnung der Grenzfrequenz würde 160 Hz ergeben, **aber**: dabei darf man nicht übersehen, dass neben der Kathodengegenkopplung auch noch eine zweite Gegenkopplungsschleife wirksam ist – die Berechnung wird damit schwieriger, weil weitere phasendrehende RC-Glieder und vor allem der Ausgangsübertrager zu berücksichtigen sind. Da vom 6G6-B-Bassman nur der Schaltplan, aber kein Originalgerät zur Verfügung stand, sollen deshalb keine quantitativen Vermutungen in die Welt gesetzt werden, sondern nur die allgemeine Aussage: Als Eingangskondensator (C_1) des Differenzverstärkers kamen bei Fender sehr unterschiedliche Kapazitäten ($250 \text{ pF} - 20 \text{ nF}$) zum Einsatz; die tatsächlichen Hochpassgrenzfrequenzen dieser unterschiedlichen Schaltungen sollten gemessen, und nicht aus Schaltplänen berechnet werden. Beim AC-30 sind's übrigens 47 nF , bei Marshall 22 nF .

In **Abb. 10.4.9** sind die Gitterspannungen eines Super-Reverb für drei verschiedene Aussteuerungen dargestellt. Bei kleiner Aussteuerung unterscheiden sich die beiden Signale geringfügig in ihren Amplituden, bei großer Aussteuerung entsteht eine signifikante Unsymmetrie. Die unterschiedliche Begrenzung zu negativen Spannungen hin könnte man eigentlich ignorieren, weil in diesem Bereich die jeweilige Endröhre sowieso sperrt; durch den unterschiedlichen Gleichanteil der beiden Steuersignale werden aber die beiden Koppelkondensatoren unterschiedlich polarisiert, und daraus resultieren unterschiedliche Tastverhältnisse in den beiden Endstufen-Anodenströmen. Diese durch Gitterstromfluss hervorgerufene Unsymmetrie wird in Kap. 10.4.4 ausführlicher erläutert.

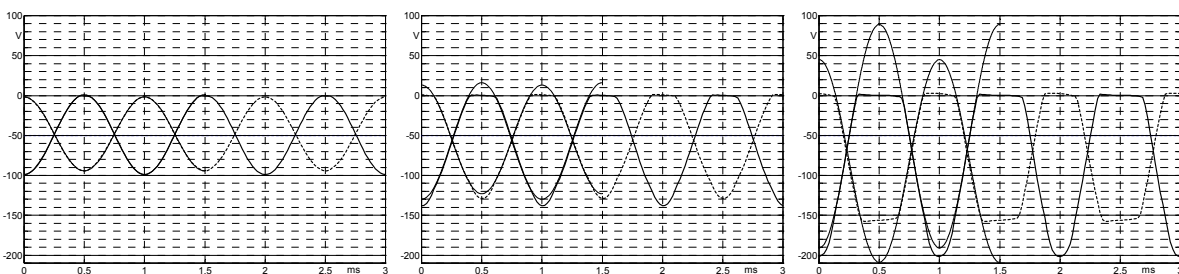


Abb. 10.4.9: Messungen am Differenzverstärker eines Fender Super-Reverb (AB-763, ohne Gegenkopplung). Endröhren-Bias = -50 V . Gitterspannung der ersten Endröhre ($V7 = \text{—}$) bzw. der zweiten Endröhre ($V8 = \text{---}$). In der linken Bildhälfte sind zum Vergleich unverzerrte Kosinusschwingungen dargestellt.

10.4.4 Halbwellen-Antimetrie

Jede der beiden Endröhren erzeugt sowohl geradzahlige als auch ungeradzahlige Verzerrungen; bei der Überlagerung der getrennt erzeugten Halbwellen (Kap. 10.5) löschen sich aber die geradzahligen Verzerrungen aus (Halbwellen-Antimetrie, Fourier-Transformation). Zur Verwirklichung dieses Ideals müssen:

- Die Ausgangsspannungen des Phaseninverters möglichst gleichartig sein,
- Die Endstufenröhren möglichst gleichartig (d.h. gepaart) sein,
- Die Primärwicklungen des Ausgangsübertragers möglichst gleichartig sein.

Die klassische Verstärker-Technik bietet Lösungen zur möglichst verzerrungsfreien Signalverstärkung an, und sieht die Minimierung der geradzahligen Verzerrungen als Vorteil der Gegentakt-Endstufe an. Ob geradzahlige Verzerrungen (also k_2 , k_4 , etc.) bei einem *Gitarren-*Verstärker gut oder schlecht klingen, soll an dieser Stelle nicht näher untersucht werden, dies ist eine Aufgabenstellung der Psychoakustik (Kap. 10.8). Gegenstand der folgenden Analysen ist vielmehr die Frage, bis zu welchem Umfang diese Verzerrungs-Minimierung gelingt.

In der Gegentakt-B-Endstufe (Kap. 10.5.3) wird das Audio-Signal auf zwei parallele, gegenphasige Kanäle aufgeteilt, wobei jede Endröhre nur eine Halbwellen verstärkt; im Ausgangsübertrager erfolgt dann wieder die Überlagerung zum Gesamtsignal (**Abb. 10.4.10**). Idealerweise entsteht hierbei gar kein Fehler, alle Spektrallinien außer der 1. Harmonischen heben sich bei der Überlagerung auf. In der Realität wird dieses Trennen und Zusammensetzen natürlich nicht ganz fehlerfrei funktionieren, es kommt zu nichtlinearen Verzerrungen.

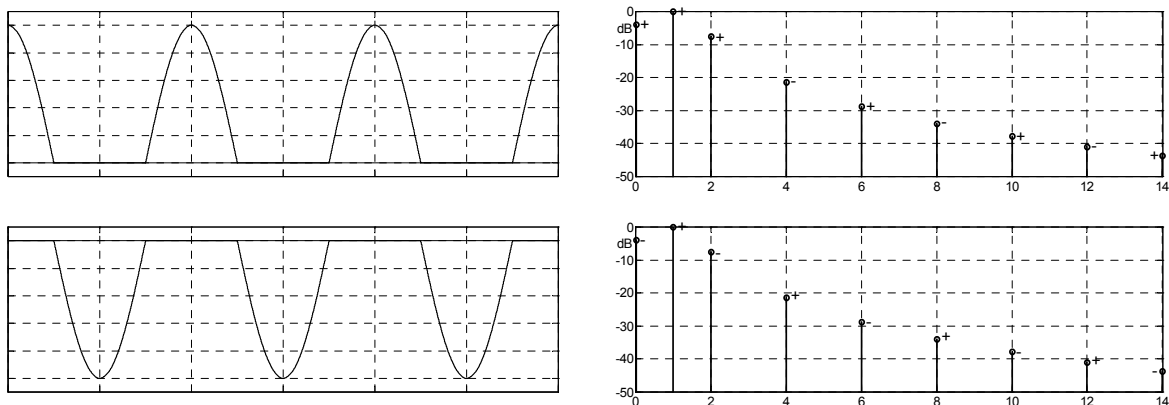


Abb. 10.4.10: Zeitfunktionen (links) und Spektren der Halbwellensignale. Nur bei der ersten Harmonischen sind die Vorzeichen der Fourier-Komponenten identisch, deshalb bleibt bei Addition nur diese Komponente übrig.

Ein naheliegender Fehler tritt auf, wenn die beiden Halbwellen unterschiedlich verstärkt werden (**Abb. 10.4.11**). Die Kompensation der geradzahligen Harmonischen ist dann unvollständig, es verbleiben geradzahlige Verzerrungen. (Im Bild: $k_2 \approx 8\%$).

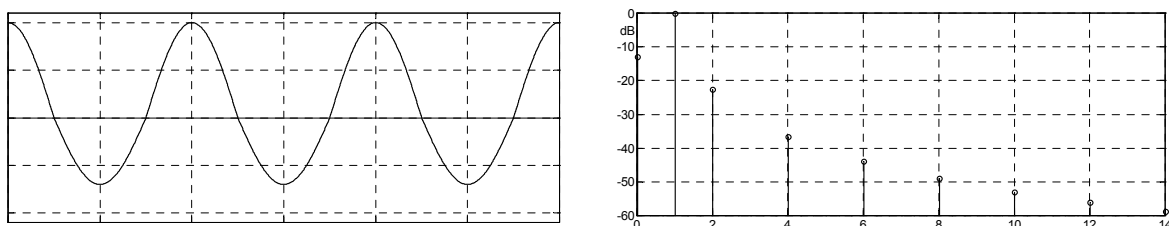


Abb. 10.4.11: Zeitfunktion und Spektrum eines Signals mit unterschiedlich verstärkten Halbwellen.

Bei dem in Abb. 10.4.11 dargestellten Zeitsignal haben die beiden Halbwellen unterschiedliche Amplituden – sie sind jedoch nicht halbwellen-antimetrisch. **Halbwellen-Antimetrie** bedeutet, dass sich ein zeitperiodisches Signal nach der halben Periodendauer mit invertiertem Vorzeichen wiederholt: $u(t) = -u(t + T/2)$. Aus dem Verschiebungs- und Additionssatz der Fourier-Transformation kann man problemlos ableiten, dass derartige Signale nur ungeradzahlige Harmonische enthalten können. Solange also die Übertragungskennlinien der beiden Halbwellen-Übertragungszweige übereinstimmen, können folglich nur Klirrfaktoren ungerader Ordnung (k_3, k_5, k_7 etc.) entstehen. Schon in der **Phasenumkehrstufe** beginnt aber die "Unsymmetrie*" der Steuersignale. Die Verstärkungen der Paraphase (Kap. 10.4.1) sind so verschieden wie die beiden Systeme der Doppeltriode, und so wurde ihr schon früh eine Gegenkopplung verordnet. Kathodyn-Schaltung und Differenzverstärker zeigen wesentlich weniger Abhängigkeit von individuellen Röhrendaten, sie *könnten* zwei betragsgleiche und ausreichend genau um 180° gegeneinander verschobene Steuersignale liefern – solange in den Endröhren vernachlässigbare Gitterströme fließen. Wieso findet man aber schon im Schaltplan Unsymmetrien, warum unterscheiden sich die Verstärkungsfaktoren der beiden Halbwellen – selbst bei idealen Röhren? Die Antworten waren und bleiben spekulativ:

1. Die Entwickler der frühen Schaltungen hatten von Elektrotechnik noch relativ wenig Ahnung; später wurden die Archetypen dann einfach kritiklos nachgebaut.
2. Mit diesen gewollten "Unsymmetrien" sollte ein spezieller Sound erzeugt werden.
3. Mit den Schaltungs-Unsymmetrien sollten andere Unsymmetrien korrigiert werden.
4. Gitarren-Verstärker waren ja keine Messgeräte, die Genauigkeit war nachrangig.

Zu 1: Diese Vermutung ist nicht ganz von der Hand zu weisen, Leo Fenders Erklärungen zur Elektrotechnik bzw. zur Magnetik sind – um es konzilient auszudrücken – einem Buchhalter (der er ja war) durchaus angemessen. Einem genialen Buchhalter – zweifelsohne. Doch schon in den frühen Schaltungen finden sich Verbesserungen (von wem auch immer erfunden): Die gegengekoppelte Paraphase taucht um 1954 in Fenders Deluxe auf, allzu groß sollten die von Röhren-Streuungen hervorgerufenen Unsymmetrien wohl doch nicht werden. Der Abgleich einer Endstufe lässt sich ja auch ohne großartige Netzwerkanalyse bewältigen: Mit einem Oszilloskop und einer Widerstandsdekade erreicht man da schon ziemlich viel, und das dürfte sogar im Labor der frühen Protagonisten zur Verfügung gestanden haben.

Zu 2: Ein verlockender Gedanke, der zum Disput herausfordert. Einerseits: Der Standard-Musiker (bzw. -Kunde) kann und wird beim Röhrentausch ja nicht Schaltungswiderstände aus- und einlöten; wäre die o.a. Unsymmetrie klangbestimmend, so wäre sie zufällig – weil keine Schaltung die Streuungen der Röhren (insbesondere der Endröhren) völlig ausgleicht. Und somit entstünde ein Widerspruch zur Zielsetzung, einen *speziellen* Sound zu erzeugen. Andererseits: Gerade deshalb suchen sich ja Musiker unter 5 Deluxe-Verstärkern den heraus, der am besten klingt. Ob dieser Verstärker dann nie mehr eingeschaltet wird (damit seine Röhren nicht altern und sein einzigartiger Klang erhalten bleibt), darf aus verständlichen Gründen nicht gefragt werden. "NOS-Röhren nachkaufen", sagt da die Werbung ...

Zu 3: Auch da könnte etwas dran sein, vielleicht in Verbindung mit 1). Da entdeckt der Entwickler, dass die Phasenumkehrstufe unsymmetrisch arbeiten muss, damit am Lautsprecher-Ausgang ein symmetrisches Signal entsteht. Vielleicht hat ja der Ausgangsübertrager eine spezielle Unsymmetrie? Nicht, weil die Wickelmaschine falsch zählt, sondern weil sich leicht unterschiedliche (magnetische) Kopplungsfaktoren ergeben. Das kann man in der Phasenumkehrstufe kompensieren – aber natürlich nur, solange die Übertragerdaten gleich bleiben.

* die man ohne weiteres auch "Un-Antimetrie" nennen könnte

Zu 4: Natürlich kommt jeder Schaltungs-Entwickler an einen Punkt, wo der Mehraufwand in keinem vernünftigen Verhältnis mehr zu den Mehrkosten steht. Allerdings: Ein 100-k Ω -Widerstand kostet genauso viel wie ein 82-k Ω -Widerstand. Verfolgt man die Widerstandsdaten der Phasenumkehrschaltungen über die Jahre hinweg, so erkennt man unschwer das Ringen um die "beste Lösung" (Kap. 10.4.3). Und "Über-Alles-Gegenkopplungen", die auch Magnetfeld-Unsymmetrien einbeziehen, zeugen ebenfalls vom Wunsch nach möglichst geringen Nichtlinearitäten. Doch auch hierzu gibt es Gegenbeispiele, wie den AC-30, dessen Endstufe ganz ohne Gegenkopplung auskommen muss – und sicher nicht nur der Kosten wegen.

Deshalb, wie schon oben erwähnt: Die Antworten waren und bleiben spekulativ. Vielleicht war die folgende Mischung typisch: Das erklärte Ziel war eine möglichst gute Symmetrie, ergo wenig k_2 , und so wurde der Labor-Prototyp so lange modifiziert, bis sich das Ergebnis sehen lassen konnte. Oder hören lassen. Und dann ging's ab in die Produktion, weil schon die nächste Arbeit wartete. Das Erstellen von Statistiken über Parameter-Streuungen dürfte in den 50ern so beliebt gewesen sein wie heutzutage, und – unbedingt nötig war's offenbar nicht.

Wenn man nicht gerade eine total aus dem Ruder laufende Paraphase-Schaltung betrachtet, so sind die im **Kleinsignalbereich** auftretenden Toleranzen ("Un-Antimetrien") einer typischen Phasenumkehrstufe eher unbedeutend im Vergleich zu den Besonderheiten ihres **Großsignal-Verhaltens**. Jede übliche Phasenumkehrstufe koppelt das von ihr erzeugte Wechselsignal über (je) einen Koppel-Kondensator (**Koppel-C**) auf die beiden Endröhren, um vom hohen Anoden- (oder auch Kathoden-) -Potential zum niederen Gitterpotential der Endröhre zu gelangen. Der Koppel-C "trennt den Gleichanteil ab", an ihm liegt, so die einfache Theorie, eine praktisch konstante Gleichspannung. Mitnichten! Bei der (keinesfalls verbotenen) Übersteuerung der Endröhren fließt in diesen ein nicht zu vernachlässigender Gitterstrom, und dieser verändert den Gleichspannungsabfall am Koppel-C, und damit den Endröhren-Arbeitspunkt.

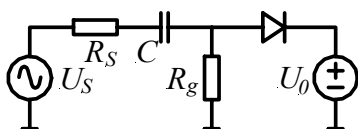


Abb. 10.4.12: Einfache Modell-Schaltung zur Gitterstrom-Simulation

In Abb. 10.4.12 ist eine einfache Schaltung dargestellt, anhand der sich das grundlegende Verhalten bei Gitterstromfluss gut diskutieren lässt. U_S ist die Signalquelle (also die Röhre der Phasenumkehrstufe), R_S ist ihr Innenwiderstand, C der Koppel-Kondensator. R_g steht für den Gitter-Ableit-Widerstand der Endröhre (z.B. 220 k Ω), deren nichtlinearer Eingangswiderstand durch die Diode und die Gleichspannungsquelle (z.B. $U_0 = 20$ V) nachgebildet wird. Zunächst ist es zweckmäßig, die Wechselspannungsquelle ohne zusätzlichen DC-Offset anzunehmen.

Solange die Amplitude der Wechselspannung U_S kleiner ist als U_0 , sperrt die (ideal gedachte) Diode. Am Koppel-C liegt hierbei nur eine minimale Wechselspannung, keine Gleichspannung (Betrieb deutlich über der Hochpass-Grenzfrequenz). Übersteigt die Wechselspannungs-Amplitude \hat{U}_S hingegen die Gleichspannung U_0 , beginnt die Diode zu leiten und begrenzt das an R_g abfallende Signal. Hierbei fließt durch die Diode ein impulsförmiger Strom, und da dieser Strom nur in eine Richtung fließt, ist sein Mittelwert von null verschieden. Man könnte auch sagen: Durch die Diode fließt ein gleichspannungsfreier Wechselstrom mit überlagertem Gleichstrom. Nun kann aber dieser Gleichstrom nicht durch den Kondensator fließen, er muss zur Gänze durch R_g , und erzeugt an diesem einen (negativen) Gleichspannungsabfall. Die Quelle (U_S) bleibt weiterhin gleichspannungsfrei (Spannungseinprägung), an R_g entsteht jedoch eine Gleichspannung, und somit polarisiert der Gleichstrom den Koppel-Kondensator.

Die **Polarisation** des Koppel-Kondensators ist ein nichtlinearer Vorgang, der mit einer nicht-linearen Differentialgleichung beschrieben werden könnte. Vereinfachend kann man aber auch gleich den Endzustand betrachten, und die am Kondensator abfallende Polarisationsspannung als (aussteuerungsabhängig) konstant annehmen. **Abb. 10.4.13** zeigt hierzu mehrere Zeitfunktionen: Die Amplitude der Quellenspannung beträgt bei beiden Bildern 35 V; im linken Bild wird das Signal lediglich begrenzt, im rechten Bild zusätzlich zu negativen Werten verschoben. Diese Verschiebungsspannung ist die Polarisationsspannung des Kondensators.

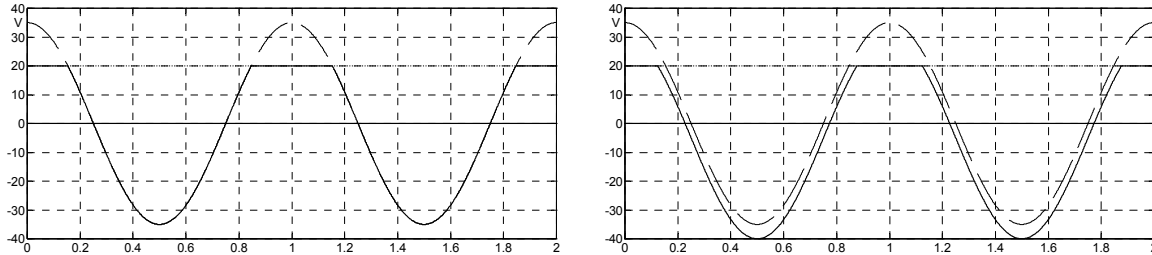


Abb. 10.4.13: Potentialverschiebung bei Gitterstromfluss in den Endröhren. Im linken Bild ist die Wechselspannung lediglich auf 20 V begrenzt, im rechten Bild begrenzt und verschoben (Kondensator-Polarisation).

Erst bei starker Aussteuerung bzw. Übersteuerung beginnen in der Endstufe relevante Gitterströme zu fließen, und erst diese führen zum Umladen der Koppel-Kondensatoren, und damit zur Verschiebung der Endröhren-Arbeitspunkte. In **Abb. 10.4.14** ist diese Polarisationsspannung für zwei verschiedene Längswiderstände als Funktion der Signalamplitude dargestellt.

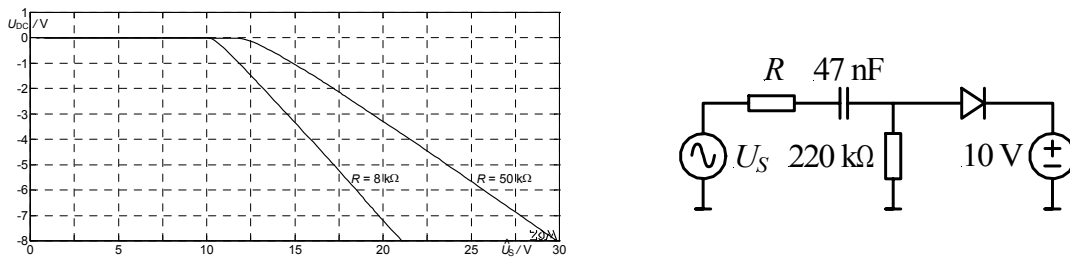


Abb. 10.4.14: Mittlere Gitter-Vorspannung U_{DC} in Abhängigkeit von der Steuerspannungs-Amplitude (Modell).

Im Unterschied zur Modellbetrachtung liegt bei der realen Gegentakt-Endstufe auch ohne Aussteuerung am Kondensator eine Gleichspannung; sie ist die Differenz zwischen Anoden-Spannung (z.B. 250 V) und Endröhren-Gitterspannung (z.B. -50 V). **Abb. 10.4.15** zeigt als Funktion der Aussteuerung den Mittelwert der Endröhren-Gitterspannungen. Wie oben erläutert wird das Gitter mit zunehmendem Gitterstromfluss negativer, bei der 2. Endröhre (V 8) zeigen sich aber auch schon bei kleiner Aussteuerung Potentialverschiebungen. Ihre Ursache ist nicht der Gitterstromfluss, sondern eine Arbeitspunktverschiebung im Differenzverstärker.

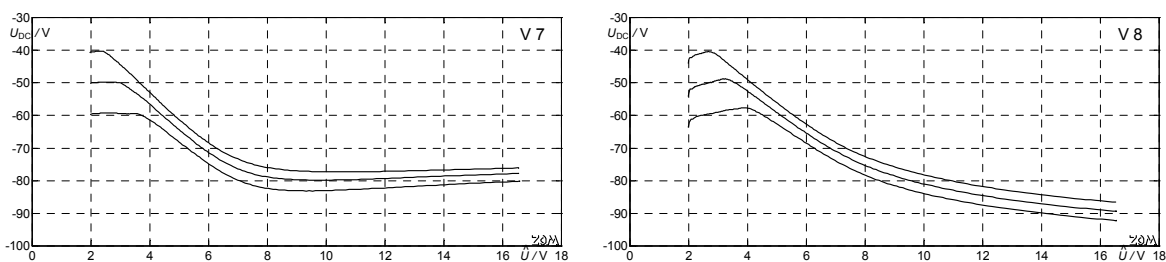


Abb. 10.4.15: Fender Super-Reverb, Endröhren-Gitterspannung (Mittelwerte), drei verschiedene Arbeitspunkte. Steuerspannung (Abszisse) ist die Gitterspannung der linken Differenzverstärker-Röhre.

Die Anodenspannungs-Mittelwerte der Phasenumkehrstufe bleiben bei Aussteuerung nämlich nicht konstant, sondern verschieben sich – selbst bei mäßiger Aussteuerung (**Abb. 10.4.16**). Als Konsequenz ändern sich die Polarisationsspannungen aller vier Kondensatoren, wobei sehr unterschiedliche Zeitkonstanten wirken. Beispielsweise wird $C_2 = 0.1 \mu\text{F}$ über $R_g = 1 \text{ M}\Omega$ umgeladen, das ergibt $\tau = 0.1 \text{ s}$. Auch die von den Anoden abgehenden Koppelkondensatoren müssen umgeladen werden, und deshalb fließen über die (im Bild nicht gezeichneten) Gitter-Ableitwiderstände der Endröhren Umladeströme. Die Arbeitspunkte der Endröhren verschieben sich also aus zwei Gründen: Wegen der Potentialverschiebungen im Differenzverstärker, und wegen der in den Endröhren fließenden Gitterströme.

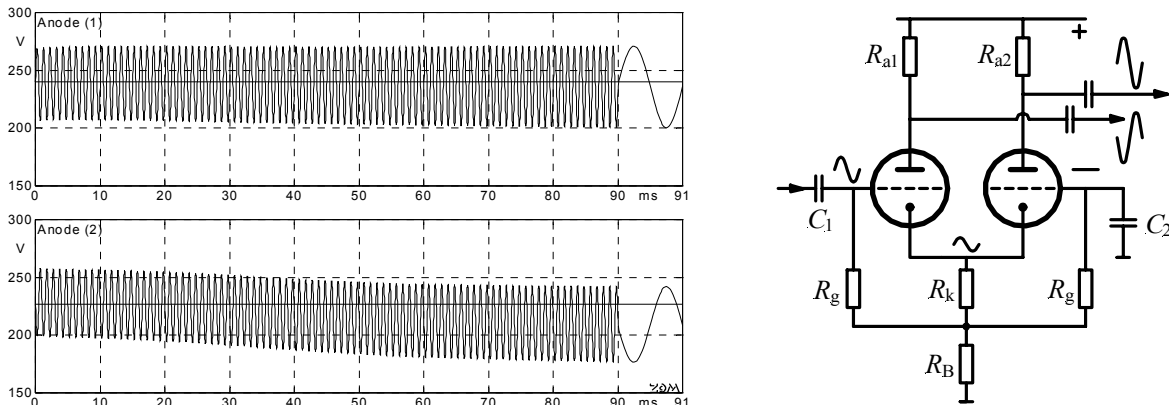


Abb. 10.4.16: Arbeitspunkt-Verschiebung im Differenzverstärker des Fender Super-Reverb (Gegenkopplung deaktiviert). Der Anodenspannungs-Mittelwert der rechten Triode verschiebt sich zu kleineren Spannungen.

Abb. 10.4.17 kann entnommen werden, dass diese aussteuerungsbedingten Umladungen im Differenzverstärker nicht symmetrisch erfolgen: Bei schwacher Aussteuerung nehmen beide gemittelten Anoden-Spannungen ab, bei starker Aussteuerung nimmt hingegen die mittlere Anoden-1-Spannung zu, während die Anoden-2-Spannung abnimmt. Beim Abschalten des Steuersignals (im Bild bei $t = 2 \text{ s}$) erfolgt am Gitter der ersten Endröhre (V7) ein Spannungssprung zu negativeren Werten, bei V8 hingegen zu positiveren Werten. Dass sich damit in der Endstufe dem Nutzsignal sehr niederfrequente Störungen überlagern, könnte man ignorieren, weil Ausgangsübertrager, Lautsprecher und auch das Gehör auf derart niederfrequente Anregungen kaum reagieren – die Begleiterscheinungen darf man aber nicht generell vernachlässigen, denn diese Arbeitspunktverschiebungen können zu Hüllkurvenmodulationen und zeitabhängigen nichtlinearen Verzerrungen führen.

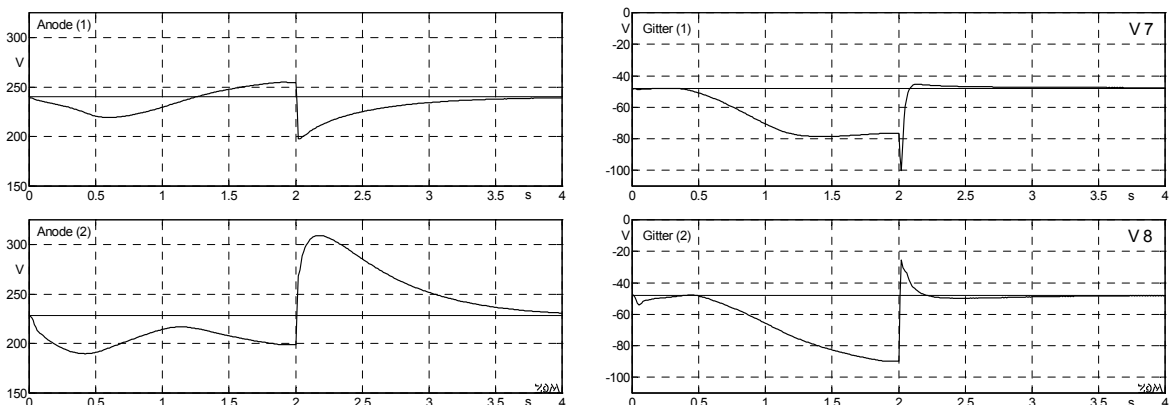


Abb. 10.4.17: Spannungs-Mittelwert an den Differenzverstärker-Anoden (links) bzw. den Endröhren-Gittern. Während $0 < t < 2 \text{ s}$ wächst der Signalpegel um 20 dB, bei $t = 2 \text{ s}$ wird das Signal abgeschaltet. Super-Reverb.

Abb. 10.4.18 zeigt hierzu Lautsprecherspannungen eines Super-Reverb, dessen große Gegenkopplungsschleife (über den Ausgangsübertrager) deaktiviert war. **Im linken Bild** wird bei $t = 0$ ein 1-kHz-Ton eingeschaltet, der die Endstufe übersteuert. Bei $t = 100$ ms wird der Pegel dieses Tones um 20 dB reduziert*, worauf die Lautsprecherspannung kurzzeitig zusammenbricht. Man sollte derartige Effekte nicht dramatisieren (vergl. Nachhörschwelle des Gehörs), man darf sie aber auch nicht generell ignorieren, da im Einzelfall die Zeitkonstanten auch länger sein können, und Musik ja nicht generell aus 20-dB-Sprüngen besteht. **Im rechten Bild** ist die Lautsprecherspannung für fast vollausgesteuerten Betrieb und für Übersteuerung dargestellt. Bedingt durch die mit dem Gitterstromfluss verbundenen Potentialverschiebungen entstehen bei Übersteuerung beim **Nulldurchgang** sattelpunktähnliche Verzerrungen, die nicht auf zu geringen Endstufen-Ruhestrom (Bias) und auch nicht auf die in der Literatur gelegentlich vermutete Übertragersättigung zurückzuführen sind.

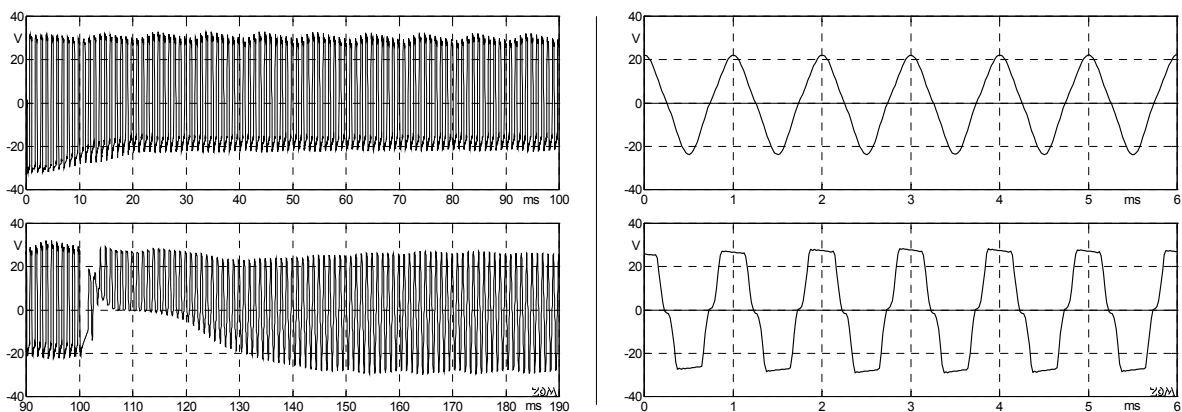


Abb. 10.4.18: Super-Reverb, Lautsprecher-Spannungen (Große Gegenkopplungsschleife deaktiviert).

Die im Nulldurchgang auftretenden Sattelpunkte (auch Übernahmeverzerrungen genannt) entstehen, wenn die von den beiden Endröhren getrennt verarbeiteten Halbwellen nicht exakt zusammengesetzt werden können, weil sich durch die Verschiebung der Spannungsmittelwerte die Röhrenkennlinien auseinanderschieben (**Abb. 10.4.19**). Ergänzungen siehe Kap. 10.5.8.

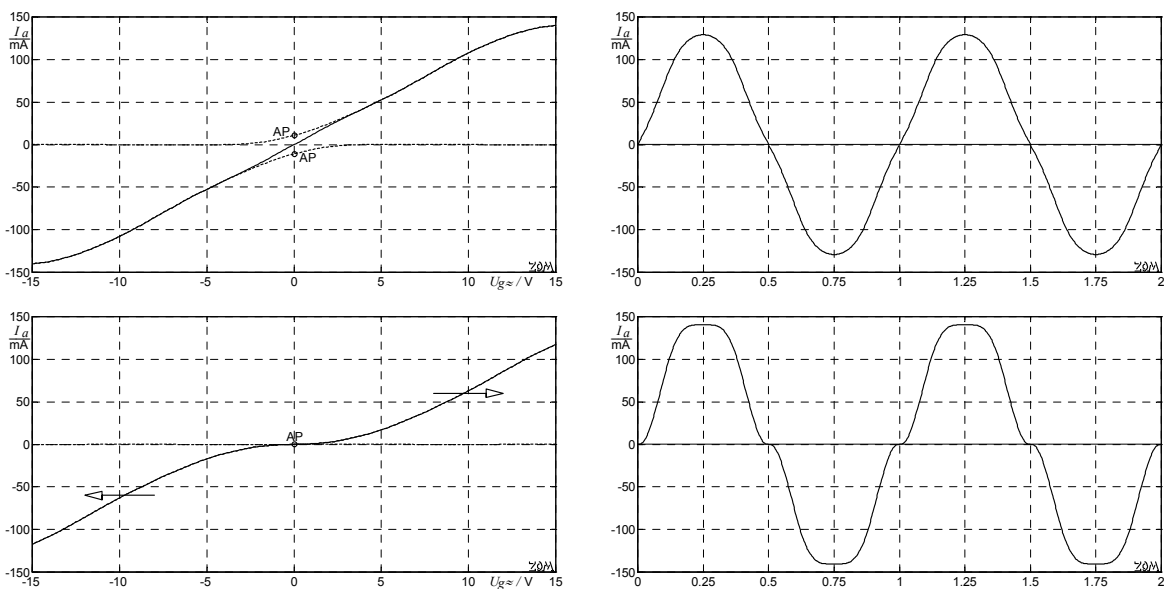


Abb. 10.4.19: Dynamische (aussteuerungsabhängige) Übernahmeverzerrungen (Vergl. Kap. 10.5.8).

* die Endstufe bleibt gleichwohl immer noch übersteuert