

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 Halbwelle 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.

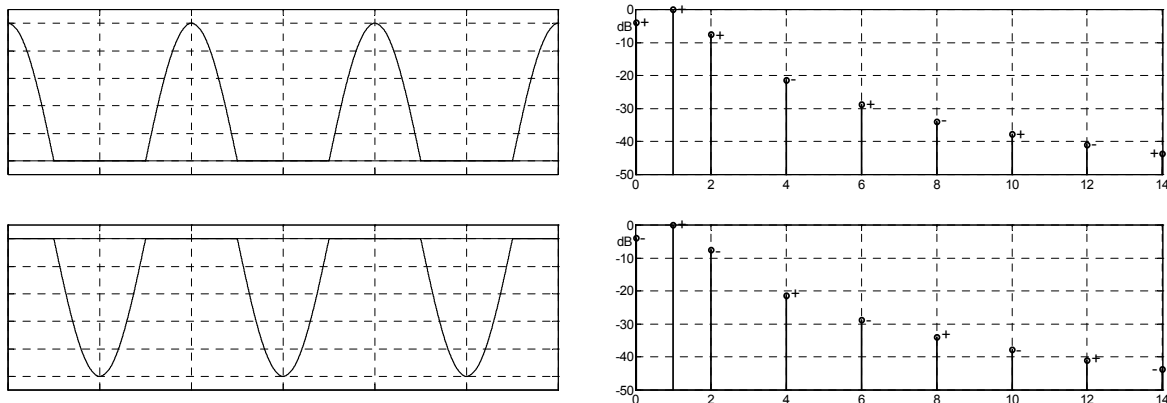


Abb. 10.4.10: Zeitfunktionen (links) und Spektren der Halbwellensignale. Nur bei der ersten Harmonischen sind die Vorzeichen der Fourier-Komponenten identisch, deshalb bleibt bei Addition nur diese Komponente übrig.

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: $k_2 \approx 8\%$).

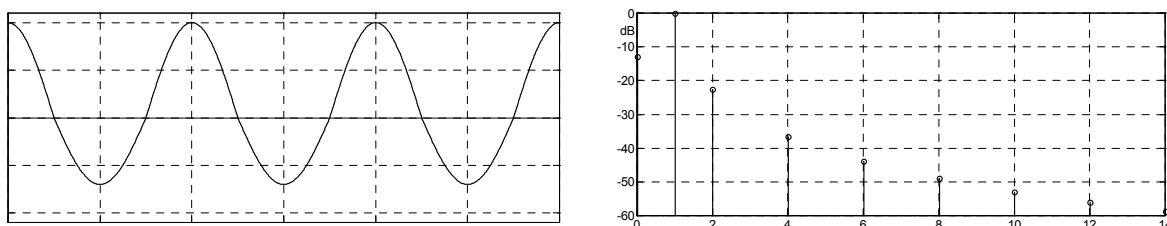


Abb. 10.4.11: Zeitfunktion und Spektrum eines Signals mit unterschiedlich verstärkten Halbwellen.

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.

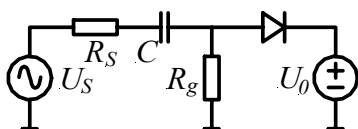


Abb. 10.4.12: Einfache Modell-Schaltung zur Gitterstrom-Simulation

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.

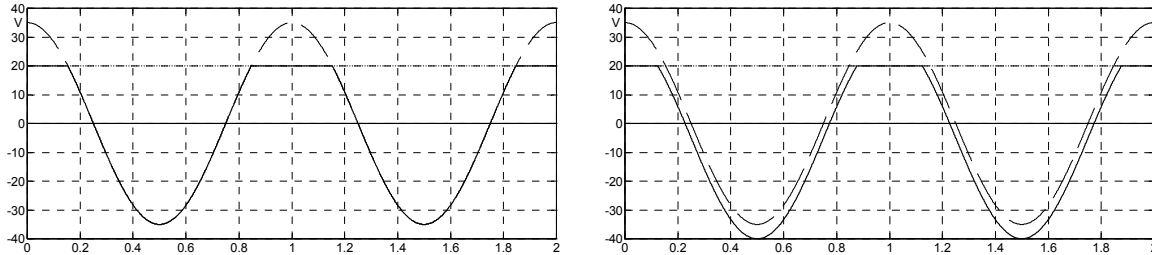


Abb. 10.4.13: Potentialverschiebung bei Gitterstromfluss in den Endröhren. Im linken Bild ist die Wechselspannung lediglich auf 20 V begrenzt, im rechten Bild begrenzt und verschoben (Kondensator-Polarisation).

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.

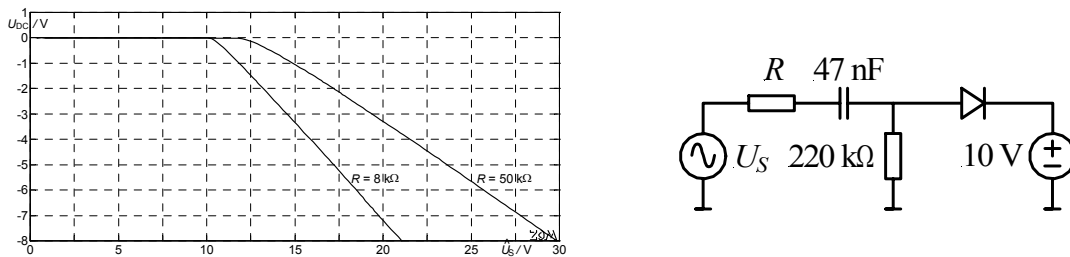


Abb. 10.4.14: Mittlere Gitter-Vorspannung U_{DC} in Abhängigkeit von der Steuerspannungs-Amplitude (Modell).

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.

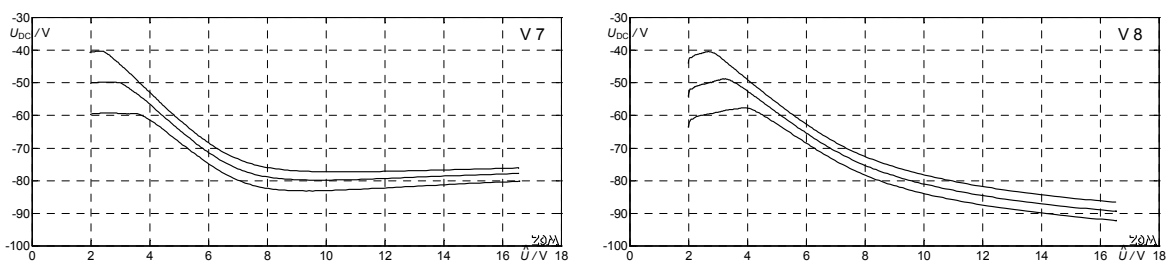


Abb. 10.4.15: Fender Super-Reverb, Endröhren-Gitterspannung (Mittelwerte), drei verschiedene Arbeitspunkte. Steuerspannung (Abszisse) ist die Gitterspannung der linken Differenzverstärker-Röhre.

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.

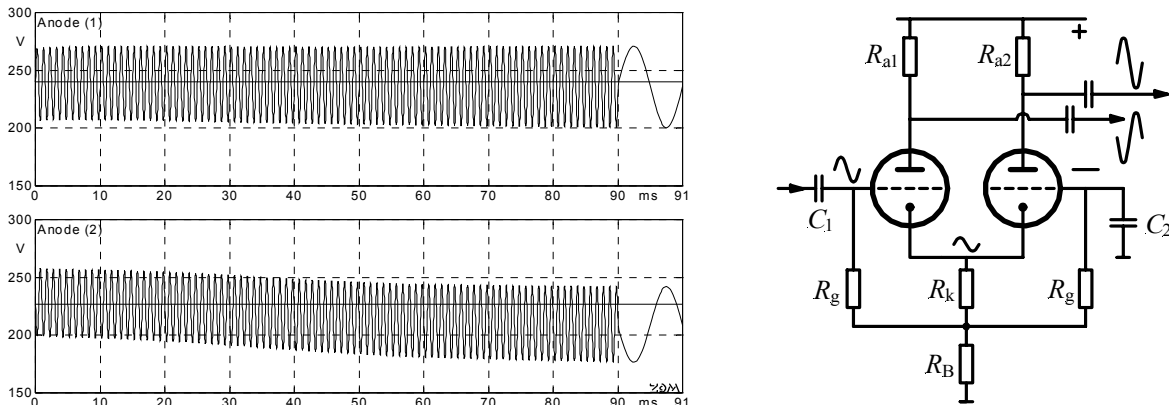


Abb. 10.4.16: Arbeitspunkt-Verschiebung im Differenzverstärker des Fender Super-Reverb (Gegenkopplung deaktiviert). Der Anodenspannungs-Mittelwert der rechten Triode verschiebt sich zu kleineren Spannungen.

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.

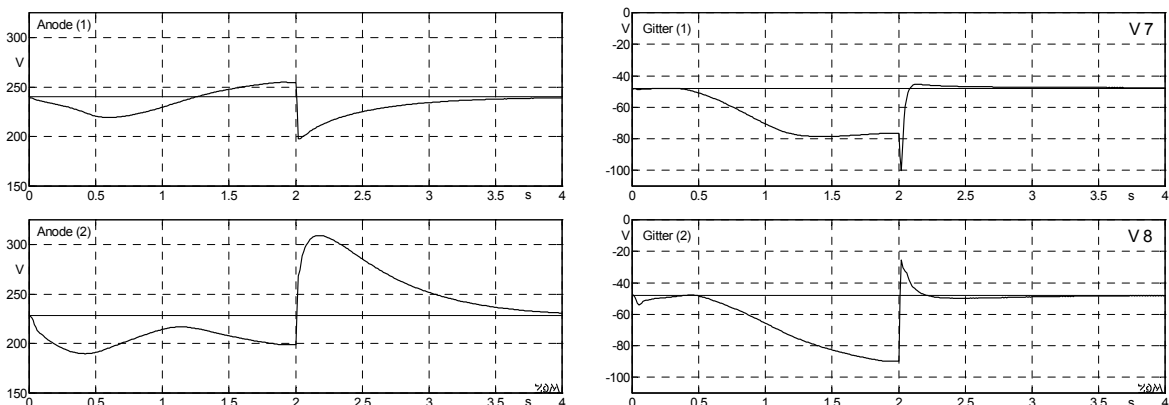


Abb. 10.4.17: Spannungs-Mittelwert an den Differenzverstärker-Anoden (links) bzw. den Endröhren-Gittern. Während $0 < t < 2 \text{ s}$ wächst der Signalpegel um 20 dB, bei $t = 2 \text{ s}$ wird das Signal abgeschaltet. Super-Reverb.

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.

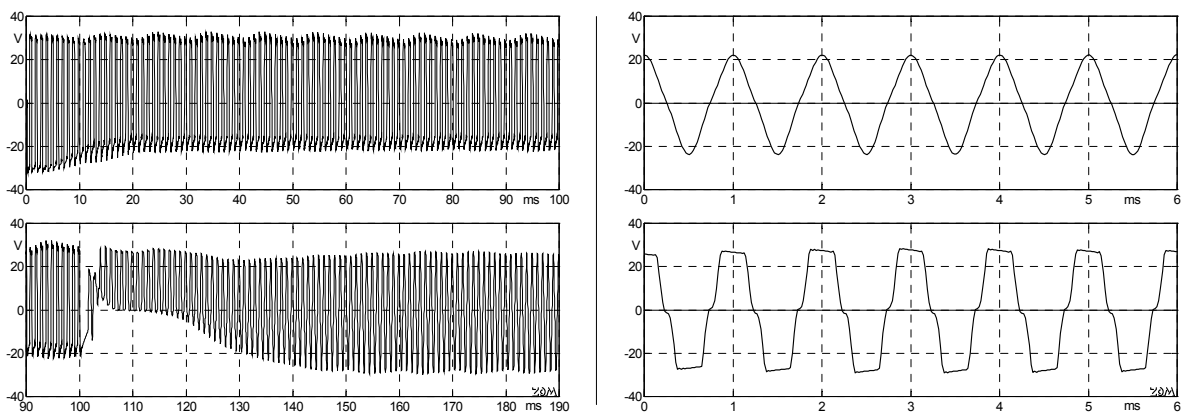


Abb. 10.4.18: Super-Reverb, Lautsprecher-Spannungen (Große Gegenkopplungsschleife deaktiviert).

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.

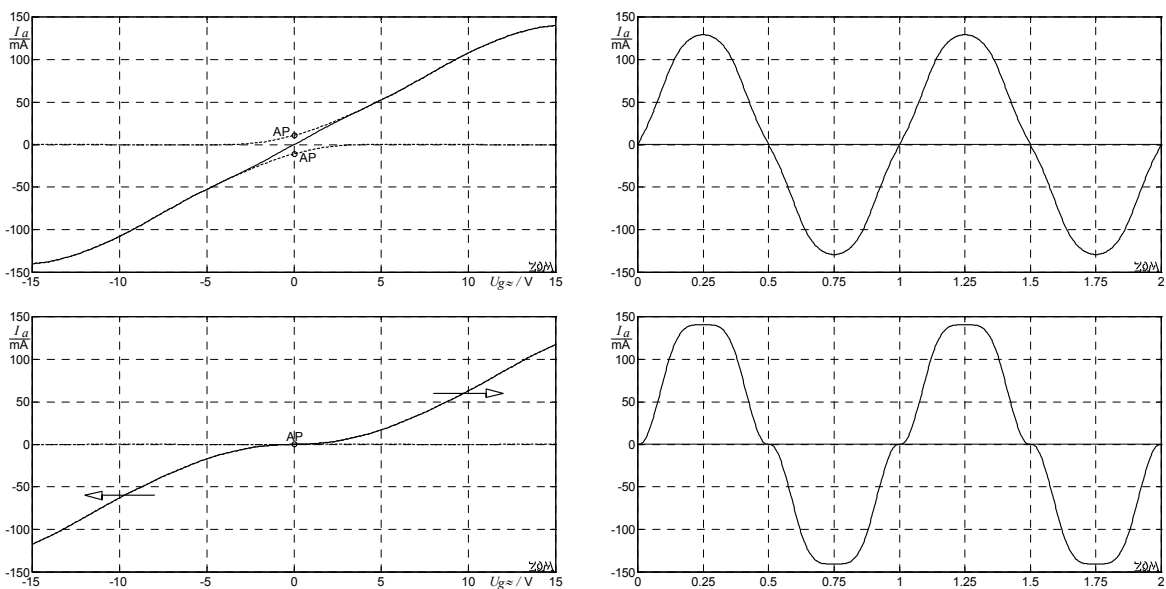


Abb. 10.4.19: Dynamische (aussteuerungsabhängige) Übernahmeverzerrungen (Vergl. Kap. 10.5.8).

* die Endstufe bleibt gleichwohl immer noch übersteuert