

Black Devil

Betrachtungen über die Endstufe (<http://de.yahoo.com>)

Die Diskussion um das richtige Lautsprecherkabel dauert an. Beschäftigen wir uns also mit etwas anderem, zum Beispiel mit der Endstufe. Diese Anlagenkomponente hat tatsächlich Einfluß auf die Wiedergabe. Das liegt an Dingen wie Gegenkopplung, Anstiegszeit, Impulsleistung. Dabei sind die Vernunftsgrenzen der Datentreiberei zumindest teilweise nicht mehr umstritten, Irrtümer der Vergangenheit erkannt und aufgedeckt. Insofern ist man bei Endstufen vielleicht schon weiter als bei Kabeln.

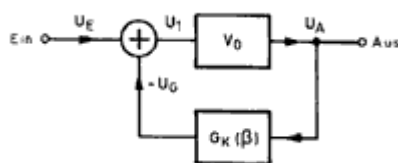
Unter High-End'ern hieß es früher, daß ein Verstärker wie das berühmte "Stück Draht" klingen solle. Heute hört man Streitgespräche darüber, wie welches "Stück Draht" der Verstärker klingen muß. Mit Superkabeln, der Meter bis zu mehreren hundert Mark, kämpft man gegen Auswirkungen - oft ohne die Ursachen näher in Augenschein zu nehmen. Die folgenden Überlegungen richten den Blick wieder auf die Basis: Auf die Verstärker-Endstufe als Systemkomponente einer Hifi-Anlage, auf ihre technischen Daten und damit auf ihre Auswirkungen auf die Übertragungsqualität der Anlage.

Es wird viel gemessen und noch mehr gehört, und immer wieder gelangt man zu dem Schluß, daß Verstärker mit ähnlichen Meßdaten doch oft sehr unterschiedlich klingen. Da stellt sich dann die Frage, ob die Messungen prinzipiell falsch sind oder ob nur nicht die richtigen Messungen durchgeführt wurden - ein häufiger Fehler, vor dem der bekannte Spruch "Wer mißt, mißt Mist!" warnen soll. Einzelne, aus dem Zusammenhang gerissene Meßwerte führen zu keiner schlüssigen Aussage über die Qualität eines Verstärkers.

Auf keinen Fall aber sollte man aufgrund der bisher gemachten Aussagen den Schluß ziehen, daß Meßwerte zur Beurteilung eines Verstärkers bereits ausreichen und der Hörtest überflüssig ist. Ganz im Gegenteil. Aber man sollte auch bedenken, was so alles gehört wird, was vorher meßtechnisch ermittelt und dann schwarz auf weiß festgehalten wurde, zum Beispiel Frequenzgangabweichungen in der Größenordnung von zehntel dBs, Klirrfaktoren in der dritten Stelle hinter dem Komma und vieles mehr.

Zurück zur Technik. Kontrovers diskutiert wurde in den letzten Jahren die Gegenkopplung, erfunden im Jahre 1927 von H.S. Black. Gleich zu Anfang der Transistor-Verstärker-Entwicklung wurde die Gegenkopplung als Allheilmittel eingesetzt. Mit Erfolg? Eine ganz lapidare Aussage vorweg:

Allzuviel ist ungesund, aber bei richtiger Dosierung bleibt die Anwendung ungefährlich.



Das bekannte Prinzip der Gegenkopplung besteht darin, daß vom Ausgangssignal U_A der $1/\beta$ -fache Teil gebildet wird und über den Additionspunkt phaseninvertiert auf den Verstärker zurückgeführt wird (Bild 1). Die Phasendrehung von 180° muß unbedingt realisiert werden, da es sonst zu einer Mitkopplung kommt und die gesamte Anordnung dann als Oszillator arbeitet.

Um zu greifbaren Ergebnissen zu kommen, müssen zunächst die nötigen Formeln zusammengestellt werden. Die Verstärkung V_0 der Gesamtschaltung, also mit Gegenkopplung, ist definiert als das Verhältnis zwischen der Ausgangsspannung U_A und der Eingangsspannung U_E , also:

$$V_0 = U_A / U_E.$$

Die Ausgangsspannung U_A ist das Produkt der unmittelbar am Verstärkereingang stehenden Spannung U_1 , multipliziert mit der Leerlaufverstärkung V_0 :

$$U_A = V_0 \cdot U_1.$$

Die Spannung U_1 entsteht am Additionspunkt als Differenz aus der zu verstärkenden Signalspannung U_E und der gegengekoppelten Spannung U_G :

$$U_1 = U_E - U_G.$$

U_G erhält man durch Multiplikation der Ausgangsspannung U_A mit dem Faktor $1/\beta$ dieser kennzeichnet das im Gegenkopplungsweg liegende Abschwächer-Netzwerk.

Das Hauptinteresse gilt der resultierenden Verstärkung V_G :

$$\begin{aligned} U_A / U_E &= (V_0 \cdot U_1) / (U_1 + (V_0 \cdot U_1) / \beta) = \\ &= (V_0 \cdot U_1) / (U_1 (1 + V_0 / \beta)) = \\ &= V_0 / (1 + V_0 / \beta) = V_G \end{aligned}$$

Demnach wird der Verstärkungsfaktor des gegengekoppelten Verstärkers nur von der Gegenkopplung und von der Leerlaufverstärkung V_0 beeinflusst. Ist V_0 groß gegen β , dann hängt V_G praktisch nur noch von der Gegenkopplung ab und stimmt zahlenmäßig nahezu mit β überein.

	Modell 1	Modell 2	Damit die folgenden Ausführungen leichter nachvollziehbar sind, werden hier zwei Verstärkermodelle eingeführt. Beide Verstärker sollen von außen her betrachtet gleiches Verhalten zeigen, intern aber gravierende Unterschiede aufweisen.
U_E	1 V	1 V	
V_0	34 dB (50-fach)	54 dB (500-fach)	
V_G	20 dB (10-fach)	20 dB (10-fach)	
$U_A = U_E \cdot V_G$	10 V	10 V	
$U_1 = U_A / V_0$	10 V / 50 = 0.2 V	10 V / 500 = 0,02 V	
$U_G = U_E - U_1$	0.8 V	0,98 V	
$\beta = U_A : U_G$	10 V / 0.8 V = 12.5	10 V / 0,98 V \approx 10,2	
$GK[dB] = 20 \cdot \lg(U_E / U_1)$	14 dB	34 dB	
$V_G = V_0 - GK [in dB]$	20 dB	20 dB	

In Bild 1 ist das gemeinsame, für beide Modelle geltende Blockschaltbild mit den dazugehörigen Definitionen dargestellt. Beide Verstärker sollen einen Verstärkungsfaktor V_G (mit Gegenkopplung) von 20 dB (=10-fach) aufweisen; die Leerlaufverstärkung V_0 (ohne Gegenkopplung, Open Loop Gain) soll jedoch bei Modell 1 34 dB (50-fach) und bei Modell 2 54 dB (500-fach) betragen. In Tabelle 1 sind alle Berechnungen, ausgehend von einer Eingangsspannung $U_E = 1$ V, für beide Modelle dargestellt. Aufgrund der unterschiedlichen Leerlaufverstärkungen sind auch die beiden Werte für den Gegenkopplungsfaktor GK sehr

verschieden. Dieser Faktor ist das Verhältnis der Verstärkungsfaktoren ohne und mit Gegenkopplung:

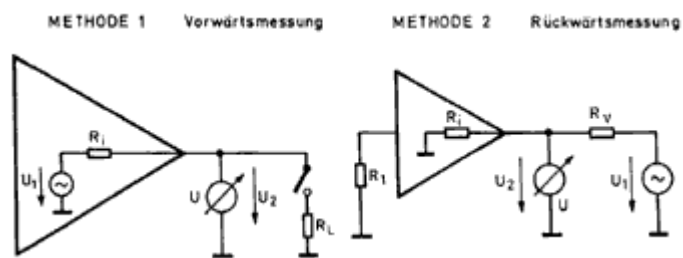
$$RA = R_i / (1 + V_0 / \beta)$$

In einfachen Worten ausgedrückt, gibt dieser Faktor an, wieviel von der Leerlaufverstärkung (in dB) nach Abzug der für die Spannungsverstärkung benötigten dBs noch 'übrig' ist; diese Differenz beeinflusst im wesentlichen vier Verstärkergrößen, nämlich die Ausgangsimpedanz $R'A$, den Klirrfaktor, die Fremdspannung und den Frequenzgang.

Der Ausgangsimpedanz $R'A$ wird im allgemeinen zu wenig Bedeutung beigemessen, obwohl sie einen starken Einfluß auf das Hörergebnis hat. Diese Größe steht mit dem Wechselstrom-Ausgangswiderstand RA des nicht gegengekoppelten Verstärkers in folgendem Zusammenhang:

$$R'A = RA / G_K$$

Das Verhältnis von Lautsprecherimpedanz R_L zu $R'A$ wird als Dämpfungsfaktor bezeichnet.



Die beiden am häufigsten verwendeten Meßmethoden mit ihren Vor- und Nachteilen sind in Bild 2 dargestellt. Die Formeln deuten auf den ersten Blick auf gleiche Meßmethoden für R_i hin.

Diese Annahme ist aber falsch, weil R_i nach Meßmethode 1 mit Gegenkopplung und nach Methode 2 ohne Gegenkopplung ermittelt wird. Anhand unserer beiden Verstärkermodelle sollen die Werte nach beiden Methoden ermittelt werden. Nach Formel 2 errechnen wir für beide Modelle den Wert von RA . Der Einfachheit halber wollen wir zur Berechnung von $R_i = 1\Omega$ ausgehen. Daraus ergibt sich für Modell 1 $0,2\Omega$ und für Modell 2 $0,02\Omega$. Diese Werte als Dämpfungsfaktor ausgedrückt ergeben für einen üblichen Lastwiderstand von 4Ω für Modell 1 einen Dämpfungsfaktor von 20 und für Modell 2 einen von 200.

$$\text{Formel 1: } U_1/U_2 = (R_i + R_L)/R_L \implies R_i = (U_1/U_2 \cdot R_L) - R_L$$

$$\text{Formel 2: } U_1/U_2 = (R_V + R_1)/R_1 \implies R_i = R_V/(U_1/U_2 - 1)$$

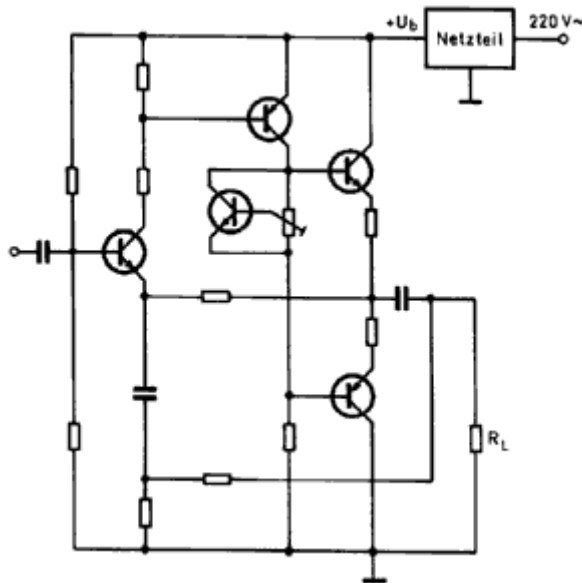
Gegenkopplung ist kein Allheilmittel.

Ihr größter Nachteil:

Sie kommt grundsätzlich zu spät.

Diese Werte haben wir für die Vorwärtsmessung nach Meßmethode 1 des Verstärkers erhalten. Wenn nach Methode 2 gemessen wird, erhalten wir für beide Verstärkermodelle den gleichen Wert von R_i , nämlich 1Ω . Der Dämpfungsfaktor hat dann nur noch den Wert 4!

Nach Methode 1 käme man zu dem Schluß, daß wir es mit vollkommen verschiedenen Verstärkern zu tun haben.



Hier stellt sich die Frage, was beeinflußt R_i und wann ist er für Klangunterschiede verantwortlich. Damit wir der Beantwortung der Frage näherkommen, betrachten wir das prinzipielle Schaltbild einer Transistor-Leistungsendstufe, wie in Bild 3 gezeigt. Für die Signalwechselspannung stellt das vorhandene Netzteil im Idealfall einen Kurzschluß dar. R_i wird deshalb durch den dynamischen Innenwiderstand der Transistor-Dioden-Strecken r_e und die Emitterwiderstände der Ausgangstransistoren beeinflusst. r_e ist definiert durch die Formel:

$$r_e = U_T / I_E = 26 \text{ mV} / I_E$$

(26 mV ist eine Materialkonstante für Siliziumtransistoren)

Wie aus obiger Formel ersichtlich, ist r_e direkt von dem Strom abhängig, der durch die Transistoren fließt und folglich auch von der Aussteuerung des Verstärkers. Den höchsten Wert für r_e erhalten wir in der Nähe des Ruhestroms, den niedrigsten bei größter Aussteuerung. Um das bisher Gesagte zu verdeutlichen, soll es an einem praktischen Beispiel dargestellt werden.

Dazu treffen wir folgende Annahmen: Ruhestrom = 26 mA, maximale Aussteuerung ist 10V an 4Ω , was $2,5A_{eff}$ entspricht, die Emitterwiderstände sind $0,4\Omega$. Nach der Formel $R_i = (r_e + R_E)$ kann der Innenwiderstand für verschiedene Aussteuerungen berechnet werden. Für unser Beispiel ergeben sich als Maximalwert $1,4\Omega$, als Minimalwert $0,41\Omega$. Um für den maximalen Innenwiderstand einen geringeren Wert zu bekommen, gibt es verschiedene Schaltungsvarianten, dies sind Parallelschalten von Endtransistoren, Erhöhung der Ruhestromeinstellung oder reiner A-Betrieb. R_E darf nur in kleinem Umfang variiert werden, um die Stabilität des Verstärkerarbeitspunkts nicht zu gefährden. (Für 4Ω -Lasten sind etwa $0,2$ bis $0,5\Omega$ erforderlich.)

Die dynamischen Veränderungen des Innenwiderstandes R_i erzeugen bei verschiedenen Aussteuerungen einen sich ändernden Dämpfungsfaktor, was sich vor allem bei einem komplexen Klangbild mit verschiedener Aussteuerung von Höhen und Tiefen auswirkt. Gerade bei der Betrachtung von R_i sollte man nicht vergessen, daß die Gegenkopplung, von

RA abhängig ist, dem eigentlichen Signal sozusagen nachläuft, Auf den Eingang kann daher nur etwas gegengekoppelt werden, was zuvor am Ausgang vorhanden war.

Bisher bezogen sich die angestellten Betrachtungen auf einen rein ohmschen Lastwiderstand R_L , der aber jetzt durch einen Lautsprecher ersetzt wird. Nun muß untersucht werden, was am Verstärkerausgang mit angeschlossenem Lautsprecher passiert. Durch die Bewegung der Schwingspule im Magnetsystem wird eine Gegen-EMK (Elektromotorische Kraft) erzeugt, die wiederum eine rückwärts in den Verstärker laufende Spannung induziert. Auf keinen Fall darf vergessen werden, daß diese EMK noch nach dem Ablauf des elektrischen Signals durch Über- oder Nachschwingen vorhanden ist, wenn z.B. eine positive Auslenkung elektrisch gesehen in der Nullage endet, aber der Lautsprecher bedingt durch seine Rückstellkraft diese Nullage überschreitet. Die vom Lautsprecher auf den Verstärkerausgang zurückkommende Spannung gelangt über die Gegenkopplung auf den Verstärkereingang, wo sie als U_1 mit V_0 verstärkt wird. Da in diesem Augenblick keine Eingangsspannung U_E anliegt, ist U_1 praktisch eine reine Fehlerspannung (U_F). Diesen Vorgang wollen wir anhand unserer beiden Modellverstärker untersuchen.

Beispiel:

$U_L=100\text{mV}$ $R_L=4\Omega$ $R_K=0\Omega$ $R_i=0,41\dots1,4\Omega$
(abhängig von der Aussteuerung)

mit:

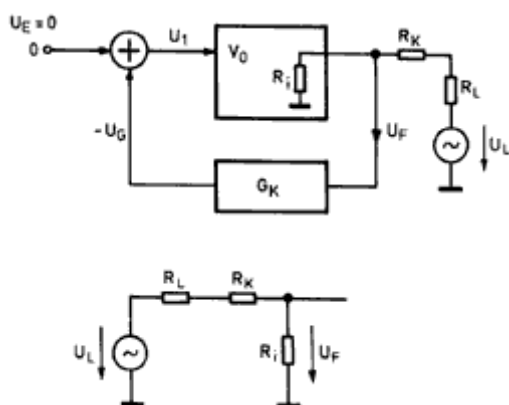
$R_{\text{min}}=0,41\Omega$ und $R_{\text{max}}=1,4\Omega$

ergibt sich eine Fehlerspannung von

$$U_F = U_L \cdot R_i / (R_L + R_i)$$

$$U_{F\text{min}} = 0,1\text{V} \cdot 0,41\Omega / 4,41\Omega = 0,0093\text{V}$$

$$U_{F\text{max}} = 0,1\text{V} \cdot 1,4\Omega / 5,4\Omega = 0,0259\text{V}$$



Wie man aus Bild 4 zusammen mit der Tabelle 2 entnehmen kann, wird die Fehlerspannung U_F je nach Aussteuerungszustand und Gegenkopplung verschieden groß sein. Allgemein gilt, daß der Verstärker mit der höheren Leerlaufverstärkung V_0 empfindlicher und damit schlechter auf die Gegen-EMK des Lautsprechers reagiert. Die Verschlechterung der Werte ist bei gleicher Verstärkung mit Gegenkopplung proportional zur Leerlaufverstärkung. Auch ein Verstärker mit geringerem dynamischen Innenwiderstand R_i kann diesem Übel besser

entgegenwirken als einer, der durch hohe Gegenkopplung einen guten Dämpfungsfaktor (RA) erzielt.

Im folgenden Rechenmodell wollen wir einem weiteren Phänomen in diesem Zusammenhang nachgehen, das bisher noch ganz außer Acht gelassen wurde, nämlich dem Einfluß des Kabelwiderstandes RK. Die Formel hierzu steht bereits bei Bild 4, und die Berechnung wird modellhaft für je 10 m Kabel mit einem Querschnitt von $0,75\text{mm}^2$ und von $2,5\text{mm}^2$ durchgeführt. Es interessiert dabei, wie sich der Kabelwiderstand auf die Fehlerspannung auswirkt. Aus Tabelle 3 kann man entnehmen, um wieviel die Fehlerspannung UF

	Modell 1	Modell 2
UFmin	0.0093	0.0093
UFmax	0.0259	0.0259
$UF/\beta = -UG = UE$		
UEmin	0.0007	0.00091
UEmax	0.002	0.0025
$UF'_{\min} = UE \cdot V_0$		
UF'min	0.0372	0.4558
UF'max	0.1037	1.271

kleiner wird, wenn RK größer wird. Das bedeutet, daß sich - bei entsprechender Wahl von Lautsprecher und Endstufe - das Kabel mit dem kleineren Querschnitt nicht unbedingt negativer auswirken muß, sondern eher positiv in Erscheinung tritt. (Hinweis: Man bezeichnet diese spezielle Verzerrungsart als IIM - Interface Intermodulation Distortion.)

RA wird durch eine weitere Größe beeinflusst, dies ist die Leerlaufverstärkung (Open Loop Gain) V_0 . Bei einem Verstärker mit einer zu hohen Leerlaufverstärkung nimmt bereits im Hörbereich die Gegenkopplung ab. Das hat zur Folge, daß zu hohen Frequenzen hin sowohl Klirrfaktor als auch RA zunehmen. Diese Erscheinungen können sich bei Hörversuchen in einer rauhen unsauberen Hochtongwiedergabe äußern (siehe dazu Bild 5). Hohe Werte von V_0 bedingen deshalb Transistoren mit hoher Transitfrequenz.

Durch die Gegenkopplung des Verstärkers wird auch der Klirrfaktor beeinflusst. Jede Schaltung besitzt aufgrund ihrer Dimensionierung einen typischen Grundklirrfaktor. Dieser kann in der Größenordnung von einigen Prozent liegen. Durch das Verhältnis von UE zu U_i erhält man den Gesamtklirrfaktor der Schaltung mit Gegenkopplung. Um dies zu verdeutlichen, wollen wir an unseren Verstärkermodellen unter der Annahme eines Klirrfaktors von 1% den Gesamtklirrfaktor mit Gegenkopplung ermitteln.

Hierzu benötigt man das Verhältnis von UE zu U_i , welches für Modell1 den Faktor 5 und für Modell2 den Faktor 50 hat. Wir erhalten somit für Modell1 einen Klirrfaktor von 0,2% und für Modell2 einen von 0,02%. Wenn man nur diese Werte für sich betrachtet, kommt man zu dem Trugschluß, daß Verstärker mit hoher Gegenkopplung bessere Meßwerte erzielen. Für einen wirklich guten Verstärker müssen aber alle bisher betrachteten Bedingungen erfüllt sein, und somit kommt man nicht umhin, Kompromisse zu schließen. Gerade in den letzten Jahren beobachtet man in der Werbung immer wieder verbesserte Meßwerte in dieser Richtung, die aber in den meisten Fällen nachteilig für die restlichen Daten sind.

Üblicherweise interessieren sich die Käufer einer Hifi-Anlage zuerst für die Verstärkerleistung. Hierzu wollen wir die Definitionen der Sinus- und Musikleistung nach DIN 45 500 betrachten. Die Norm definiert die Sinusleistung als diejenige, die ein Verstärker bei Nennabschluß bei einem Signal von 1 kHz und einem Klirrfaktor von $\leq 1\%$ zehn Minuten lang abgeben kann, ohne thermischen Schaden zu nehmen. (Anmerkung: Bei Vollaussteuerung hat der Verstärker aufgrund des dann besseren Wirkungsgrades nicht seine höchste Verlustleistung und damit nicht seine größte Erwärmung. Bei einer Aussteuerung von 50% bis 70% erhält man die maximale Wärmeverlustleistung, für die die Kühlkörper eigentlich ausgelegt sein müßten.)

Die Musikleistung wird aufgrund der Netzteil-Leerlaufspannung so definiert, als wenn diese stabil wäre. Ein wirklich voll stabilisiertes Netzteil würde bei einem Verstärker zu gleich großer Musik- und Sinusleistung führen. Große Unterschiede zwischen Sinus- und Musikleistung deuten deshalb auf ein schwach dimensioniertes Netzteil hin (Kostenersparnis!).

Häufig wird heutzutage noch eine dritte Leistungsaussage gemacht: die Impulsleistung. Die Prüfung erfolgt mit einem 1-kHz-Ton mit einem Tastverhältnis von 1:15. Das entspricht in etwa der Leistung, die ein Verstärker kurzzeitig abgeben muß, der mit hohen Amplituden angesteuert wird. Ein vereinfachtes Verfahren zu dieser Messung kann folgendermaßen durchgeführt werden und führt zu ähnlich brauchbaren Ergebnissen: Eine Endstufe, die für 4Ω-Lasten ausgelegt ist, wird mit 16Ω abgeschlossen, und die maximale Spannung an diesem Lastwiderstand wird auf eine Leistung an 4Ω umgerechnet.

Hohe Grundverstärkung hat oft einen Höhenabfall zur Folge!

(Grafik kommt später) Die nächste wichtige Grundeigenschaft eines Verstärkers ist sein Frequenzgang. Hier muß zunächst festgestellt werden, welcher Bereich für eine Musikübertragung nötig ist und welche Eigenschaften in bezug auf Phasenlage und Frequenzgangabfall im Hörbereich erreicht werden müssen.

Am unteren Bereichsende kann man von einer Frequenz ausgehen, die höher liegen muß als die Störfrequenzen eines Analog-Plattenspielers (Rumpelgeräusche und Plattenverwellungen bei ca. 8...10 Hz) und tiefer als der tiefste natürliche Ton (Subkontra C, 16 Hz).

Die obere Frequenzganggrenze einschließlich einiger Sicherheit ist bei 25 kHz anzusiedeln, der höchsten Frequenz, die ein digitales Aufnahmegerät (PCM) bietet und die auch bei der Wiedergabe mit CD-Spielern erreicht wird. Innerhalb dieses Bereichs sollte der Pegelabfall möglichst <0,5 dB sein. Der dadurch entstehende Phasenfehler ist dann kleiner als 20 Grad. Die obere Grenzfrequenz (-3 dB-Punkt) müßte dann $2,8 \times 25 \text{ kHz (fNutz)} = 70 \text{ kHz}$ betragen. (Anmerkung: Aufgrund der Plattenverwellungen werden bei DC-gekoppelten Verstärkern Subsonicfilter zugeschaltet, um durch tiefstfrequenteste Störungen die Tieftonlautsprecher nicht zu gefährden. Speziell für diesen Fall kann in einem Auskoppelko kein Nachteil gegenüber DC-gekoppelten Verstärker gesehen werden.)

Niedrige Klirrfaktorwerte sind mit die wichtigsten Werbeargumente für Verstärker. Dazu kann gleich gesagt werden, daß der reine Meßwert, und sei er noch so niedrig, noch keine Aussage über die Qualität des Verstärkers erlaubt. Man muß unterscheiden zwischen statischen und dynamischen Verzerrungserscheinungen. Ferner ist die Zusammensetzung des Gesamtklirrfaktors sehr wichtig. Bei Studiotonbandgeräten werden Verzerrungen von 0,8% und bei Lautsprechern von 0,5% durch das Gehör noch nicht als störend empfunden, wogegen Clipping-Verzerrungen von Verstärkern in der Größenordnung von <0,1 % sich bereits gehörmäßig unangenehm auswirken.

Der Hauptgrund hierfür ist in der spektralen Zusammensetzung der Oberwellen zu suchen. Bei den erstgenannten Geräten zeigen sich hauptsächlich k₂-und k₃-Anteile, bei übersteuerten Verstärkern haben wir es aber überwiegend mit höherzahligen, ungeraden Harmonischen (k₅, k₇, k₉, usw.) zu tun, die vor allem musikalisch sehr störend in Erscheinung treten.

Eine Ursache dafür ist in der Zusammensetzung des Tones eines Musikinstruments zu suchen. Die Klangfarbe desselben wird bestimmt durch die Obertöne. Hierbei hat man es mit relativ

hohen Amplitudenanteilen der Niederharmonischen und geringen Anteilen der Höherharmonischen zu tun. Zur Verdeutlichung ein Beispiel:

0,1% k3 eines Verstärkers in Relation zu 20% an dritter Oberwelle eines Instruments ergibt eine wesentliche kleinere Verfälschung als 0,1% k7 zu 1% an siebter Oberwelle eines Instruments. Die höherzahligen Klirrfaktoren verändern deshalb relativ stark das natürliche Klangbild von Instrumenten.

Für dynamische Klirrfaktormessungen hat man daher diverse Meßverfahren eingeführt, die sich zum Beispiel mit Intermodulationsverzerrungen, TIM-Verzerrungen und Differenztonverzerrungen befassen. Diese Verzerrungsmeßmethoden wurden notwendig, weil bereits die Messung der dritten Oberwelle (k3) eines 10-kHz Tones unsinnig ist, denn der dazugehörige k3-Anteil liegt bei 30 kHz und damit außerhalb des Hörbereiches.

Technische Daten

[Zurück](#)

Maximale Ausgangsspannungen

Frequenz	2Ω	4Ω	8Ω	Leistung an 4Ω bezogen auf die Frequenz		Leistungsabfall
20 Hz	6,3V	10,0V	15,0V	1kHz	56W	0dB
40 Hz	9,3V	12,3V	16,5V	100Hz	52W	-0,3dB
100 Hz	10,6V	14,5V	17,5V	40Hz	38W	-1,7dB
1kHz	11,0V	15,0V	18V	20Hz	25W	-3,5dB
10kHz	11,0V	15,5V	18V			
20kHz	11,0V	16,0V	18V			

Signalanstiegs- und Abfallzeit bei $v_U = 20\text{dB}$ und $U_E = 1,5\text{V}$ $\leq 2\mu\text{s}$
Eingangswiderstand = $30\text{k}\Omega$

Dämpfungsfaktor statisch bei 1 kHz

Spannung bei 8Ω	bei 4Ω	Dämpfungsfaktor
0,1V	0.099V	50
1,0V	0,990V	50
10,0V	9,980V	250

Frequenzgang bei 1W an 4 Ω <10 Hz. ... >100 kHz $\pm 0,5$ dB

Frequenzgang bei 25W an 4Ω <15Hz ... >100kHz $\pm 0,5$ dB

Dämpfungsfaktor dynamisch bei 1 kHz

NF Spannung wird über 1 kΩ in den Ausgang der Endstufe eingespeist.

Einspeise- spannung	Spannung am Endstufen- ausgang	Dämpfungs- faktor
1V	0,1mV	~40
10V	0,9mV	~44

Fremd und Geräuschspannungswerte bezogen auf 0 dBm

	Generatorwiderstand		
	0Ω	600Ω	2,2kΩ
Fremdspannung	-87dBm	-83dBm	-81dBm
Geräuschspannung eff dB(A)	-95dBm	-91dBm	-88dBm

Geräuschspannungsabstand

bezogen auf 50 mV	83dB
bezogen auf 5 V	103dB
bezogen auf Vollaussteuerung	114dB
Eingangsempfindlichkeit für Vollaussteuerung + 6 dBm	1,55V
Verstärkung	~20dB

Klirrfaktor an 4Ω bei verschiedener Aussteuerung

	Ausgangsspannung			
Frequenz	-1dB unter Maximum	10V	2V	0,2V
40Hz	nicht meßbar	$\leq 0,09\%$	$\leq 0,08\%$	$\leq 0,2\%$
100Hz	$\leq 0,06\%$	$\leq 0,03\%$	$\leq 0,06\%$	$\leq 0,2\%$
1kHz	$\leq 0,05\%$	$\leq 0,03\%$	$\leq 0,06\%$	$\leq 0,1\%$
10kHz	$\leq 0,06\%$	$\leq 0,03\%$	$\leq 0,06\%$	$\leq 0,1\%$