



Masterclass

Röhren-Workshop

2009

Teil 2: Messungen

Frankfurt 19-9-2009

Referent: Menno van der Veen

Übersetzung: Rainer zur Linde

www.mennovanderveen.nl

Begleitheft zum Seminar

Copyright 2009: ir. bureau Vanderveen

Einhalt:

Kapitel 1 Festlegung von Zielen und Forderungen

- 1.1 Die Ausgangsleistung
 - 1.1.1 Leistung und Kosten
 - 1.1.2 Die Lehre aus der „japanischen Schule“
 - 1.1.3 Im Bereich von 1Watt und darunter geschieht es:
 - 1.1.4 Röhrenverstärker klingen lauter als Transistorverstärker
 - 1.1.5 Leistung und Betriebsweise des Verstärkers
 - 1.1.6: Der Lautsprecher als bestimmender Faktor
- 1.2: Der Frequenzbereich
 - 1.2.1: Der Hörbereich unseres Ohrs
 - 1.2.2: Frequenzbereich und Gegenkopplung
 - 1.2.3: Frequenzbereich und Zeitverhalten
- 1.3: Leistungsbereich
 - 1.3.1: Hochfrequenter Leistungsbereich
 - 1.3.2: Tieffrequenter Leistungsbereich
- 1.4: Eingangsempfindlichkeit und Verstärkungsfaktor
 - 1.4.1: Verstärkungsfaktor bei Endverstärkern
 - 1.4.2: Verstärkungsfaktor beim Vorverstärker
 - 1.4.3: Eingangsimpedanz
- 1.5: Dämpfungsfaktor
 - 1.5.1: Elektrostat oder dynamischer Lautsprecher?
 - 1.5.2: Direkter Einfluss des Dämpfungsfaktors
- 1.6: Verzerrung
 - 1.6.1: Harmonische Verzerrung
 - 1.6.2: Intermodulationsverzerrung
 - 1.6.3: Weitere Verzerrungen
- 1.7: Zusammenwirken

Kapitel 2 Das Verhältnis von subjektiver Wahrnehmung und objektiven Messwerten

- 2.1: Richtungshören
- 2.2: Details hören
- 2.3: Klangbalance
- 2.4: Abbildung räumlicher Tiefe
- 2.5: Zwischenstand
- 2.6: Abbildung „nach vorn“
- 2.7: Umhüllung
- 2.8: Akustische Struktur des Aufnahmefelds
- 2.9: Betroffenheit und Konzentration
- 2.10: Zusammenfassung

Kapitel 3 Schaltungen und ihre Wirkungen

- 3.1 Gegentaktverstärker
 - 3.1.1: Gegentakt-Pentode
 - 3.1.2: Ultra-Linear
 - 3.1.3: Triode-Gegentakt
- 3.2: Erweiterungen von Gegentaktschaltungen
- 3.3: Charakteristische Kennzeichen von Gegentakt-Endstufen

- 3.3.1: Klirrverhalten
- 3.3.2: Konstante Verstärkung, DDFD
- 3.3.3: Wiedergabe von Mikrodetails
- 3.3.4: Modulation durch die Versorgungsspannung
- 3.3.5: Konstanz und Gleichheit des Ruhestromes
- 3.4: Eintakt-Endstufen (Single ended)
 - 3.4.1: Harmonische Verzerrungen
 - 3.4.2: Konstante Belastung des Netzteils
 - 3.4.3: Brummspannungs-Empfindlichkeit
 - 3.4.4: Wiedergabe von Mikrodetails
- 3.5: Spannungs- oder Stromsteuerung?
 - 3.5.1: Spannungssteuerung
 - 3.5.2: Stromsteuerung
 - 3.5.3: Kombination von Strom- und Spannungssteuerung
 - 3.5.4: Empfehlungen
- 3.6: Alternative Schaltungskonzepte

Kapitel 4 Überlegungen zu den einzelnen Schaltungsbestandteilen eines Verstärkers

- 4.1 Spannungsversorgung
 - 4.1.1 SE-Netzteile
 - 4.1.2 Netzteile für Push-Pull-Endstufen
- 4.2 Endstufen
- 4.3 Phasenumkehr
 - 4.3.1 Split Load
 - 4.3.2 Phase-Inverter-Splitter
 - 4.3.3 Long Tailed Pair; Differenzverstärkerprinzip
 - 4.3.4 Phasenumkehr mit Zwischenübertrager
- 4.4 Steuerstufen
- 4.5 Vorverstärkung

Kapitel 5 Verstärkerdetails

- 5.1 Gegentaktverstärker
 - 5.1.1 Der PR20HE
 - 5.1.2 Der Miracle
 - 5.1.3 Der UL40-S2
 - 5.1.4 Ein einfacher SPT-Verstärker
 - 5.1.5 Verstärker mit variablem Dämpfungsfaktor
 - 5.1.6 Bassverstärker mit hoher Ausgangsleistung
- 5.2 SE-Verstärker
 - 5.2.1 Eintakt-Endstufe nach Bert Fruitema
 - 5.2.2 SE-Verstärker nach einem Vorschlag von Ari Polisois

Kapitel 6 Gegenkopplung

- 6.1 Gegenkopplung und Nichtlinearität
- 6.2 Mit welcher Spannung ist der Verstärker „beschäftigt“?
- 6.3 Wie wirken sich die Laufzeitverzögerungen auf den Verstärkungsvorgang aus?
- 6.4 Die Gegenkopplung fügt Harmonische hinzu
- 6.5 Gegenkopplung und Klangverfärbungen
- 6.6 Gegenkopplung und Stabilität
- 6.7 „Vorwärts-Gegenkopplung“ (error correction)

Kapitel 7 Der Bau eines Prototyps

- 7.1 Mit einer gedruckten Schaltung zu beginnen, schränkt zu sehr ein
- 7.2 Montagestationen
- 7.3 Erdung
- 7.4 Erster Betrieb ohne Gegenkopplung
- 7.5 Interne Verkopplungen
- 7.6 Logisches Aufbaukonzept
- 7.7 Messungen in den einzelnen Stufen
- 7.8 Anschließend: Gesamtüberprüfung von Ein- zu Ausgang
- 7.9 Stabilität
- 7.10 Hörtests
- 7.11 Der Optimierungszirkel
- 7.12 Was folgt?

Kapitel 8 Geschäftliche Fragen

- 8.1 Investition von Zeit
- 8.2 Investitionen in die Hardware
- 8.3 Vertriebskanäle
- 8.4 Möglicher Umsatz
- 8.5 Der Zwischenhandel
- 8.6 Zeitvorgaben
- 8.7 Entwickler oder Geschäftsmann?
- 8.8 Werbung
- 8.9 Vorteile herausstellen
- 8.10 Wirkung auf Kunden
- 8.11 Service und Kundendienst
- 8.12 Die Lebensdauer eines Gerätes und Folgeaktionen
- 8.13 Brauche ich Partner?
- 8.14 Merkmale der Ökonomie
- 8.15 Was macht die Konkurrenz?
- 8.16 Nur im Inland oder in der ganzen Welt?
- 8.17 Kosten
- 8.18 Fabrikationsstätte
- 8.19 Zusammenfassung

Kapitel 9 Eine ganzheitliche Betrachtung

- 9.1 Was sagt das Herz?
- 9.2 Denken und Handeln in Sphären
- 9.3 Deine eigene Persönlichkeit
- 9.4 Eine Herausforderung

Kapitel 10 Messungen an Verstärkern - einführende Hinweise

- 10.1 Analoge Messgeräte
- 10.2 Messungen mithilfe des Computers
 - 10.2.1 Frequenzgenerator:
 - 10.2.2 Arta Analyse Software
 - 10.2.3 Digitales Oszilloskop über USB
- 10.3 Einrichtung des Messlabors
 - 10.3.1 Erdung
 - 10.3.2 Not-Aus-Schalter
 - 10.3.3 Abschwächer
 - 10.3.4 Meine Arbeitsweise - eine Übersicht

Kapitel 11 Frequenzgangmessung bei 1 Watt

- 11.1 Einleitende Hinweise zur Messgröße dB (Dezibel)
- 11.2 Messtechnische Bestimmung des -3dB-Frequenzbereiches

Kapitel 12 Messung des Frequenzganges bei $P_{\max}$

- 12.1 Gegentaktendstufe, $P_{\max}$, tieffrequenter Bereich
- 12.2 SE-Verstärker, $P_{\max}$, tieffrequenter Bereich
- 12.3 $P_{\max}$ -Begrenzung bei hohen Frequenzen

Kapitel 13 Impedanzen

- 13.1 Die Eingangsimpedanz
- 13.2 Die Ausgangsimpedanz
 - 13.2.1 Bestimmung von Z_{aus} nach der „on-off-Methode“
 - 13.2.2 Bestimmung von Z_{aus} durch Ansteuerung des Verstärkerausgangs

Kapitel 14 Zur Messung des Verstärkungsfaktors

- 14.1 Die Verstärkung in den Vorstufen
 - 14.1.1 Trenne zunächst die Gegenkopplung auf!
 - 14.1.2 Messe immer mit einem 10:1-Messkopf!
 - 14.1.3 Aussteuerungsbereich in den Vorstufen
- 14.2 Verstärkung der Endstufe

Kapitel 15 Verzerrungen

- 15.1 ... warnender Hinweis!
- 15.2 Analyse harmonischer Verzerrungen
 - 15.2.1 Harmonische Verzerrungen als Funktion der Frequenz
 - 15.2.2 Harmonische Verzerrungen in Abhängigkeit von der Amplitude
- 15.3 Intermodulationsverzerrungen
- 15.4 Messung der Linearität
 - 15.4.1 Nachweis der Nichtlinearität durch Lissajous-Figuren
 - 15.4.2 Nichtlinearität als Funktion der Eingangsspannung

Kapitel 16 Messungen im Zeit- und Frequenzbereich

- 16.1 Phasenmessungen
- 16.2 Sprungantwort
 - 16.2.1 Zum Meßsignal
 - 16.2.2 Untersuchung des Zeit- und Frequenzbereiches
 - 16.2.3 „Langzeit“-Untersuchungen
 - 16.2.4 Kombination von Zeit und Frequenz

Kapitel 17 Neue Messverfahren

- 17.1 Kurzer Rückblick
- 17.2 Ein neuer Weg?
- 17.3 Anders denken!
- 17.4 Welchen Weg sollten wir einschlagen?
- 17.5 Schlussbemerkung

Kapitel 10 Messungen an Verstärkern - einführende Hinweise

Die Durchführung von Messungen ist deshalb von großer Bedeutung, da man sicher sein möchte, ob ein Gerät stabil arbeitet, wieviel Ausgangsleistung ein Verstärker erreicht, wie groß der überragende Frequenzbereich ist, welchen Dämpfungsfaktor man erzielt usw. Messungen lassen Rückschlüsse auf die Betriebssicherheit, die Zuverlässigkeit und die einwandfreie Arbeitsweise eines Gerätes zu.

In Fachkreisen kursiert die alte Weisheit: „Messen ist wissen.“ Das aber ist nur die halbe Wahrheit. Ein Verstärker kann exzellente Messwerte aufweisen und dennoch ausgesprochen schlecht klingen. Für mich ist die Frage, was messe ich und welche Schlüsse kann ich daraus ziehen, von viel größerer Bedeutung. Dieser Grundsatz eröffnet neue Vorgehensweisen, wie wir im Folgenden genauer erfahren werden. Messungen basieren auf der ihr eigenen Philosophie und es kommt vor, dass ich bisweilen von dieser Philosophie abweiche, denn meine eigene, jahrelange Erfahrung spielt in diesem Bereich eine ganz zentrale Rolle.

Um Messungen durchzuführen, benötigt man eine entsprechende Messapparatur. Ganz unterschiedliche Wege sind denkbar, um an sein Ziel zu gelangen, wie etwa der finanziell aufwendige: Audio Precision oder Koning und Harman. Man muss schon einen großen Betrieb besitzen, um sich solch exquisite und kostspielige Messinstrumente leisten zu können. In meinem eigenen Betrieb verfolge ich einen Mittelweg: Sehr viele der messtechnischen Überprüfungen lassen sich heutzutage z.B. kostengünstig mithilfe einer Soundkarte und der Rechenleistung des Computers durchführen.

10.1 Analoge Messgeräte

Welche Geräte finden sich in meinem Labor? Ein Zweikanal-Oszilloskop mit einer Bandbreite von 40MHz. Ein Frequenzgenerator mit Frequenzzähler (2MHz). Ein Burstgenerator, mit dem ich eine regelbare Folge von Sinusschwingungen generieren kann, das ist vor allem bei kurzzeitigen Überprüfungen unter Spitzenlastbedingungen eine wertvolle Hilfe. Selbstverständlich besitze ich mehrere digitale Universalmessinstrumente für die Messung von Strömen, Spannungen (AC und DC) und Widerständen. Sehr wichtig ist auch ein Variac, ein regelbarer Transformator, mit dem ich einen zu untersuchenden Verstärker langsam hochfahren und eventuell durch Kurzschlüsse verursachte Rauchentwicklung rechtzeitig beobachten kann. Sehr luxuriös ist mein Spektrum-Analyzer mit einem Frequenzumfang bis 1GHz, der eine wichtige Rolle bei der Untersuchung des Einflusses von Netzstörungen spielt. In diesem Bereich habe ich eine Reihe gezielter Untersuchungen durchgeführt die zeigten, dass bei Ringkerntrafos der Einfluss hochfrequenter Netzstörungen unterbunden werden muss, resultierend im „Torus“-Netzfilter aus Kanada. Andererseits ist ein Spektrum-Analyzer in einem Standardlabor nicht unbedingt vonnöten, aber es ist auch nicht schlecht, einen solchen zu besitzen. Zudem habe ich einige Messgeräte selbst hergestellt, wie beispielsweise einen logarithmischen Verstärker, mit dessen Hilfe man bequem direkt in Dezibel messen kann. Auch ein abstimmbares Filter kann eine große Hilfe beim Aufspüren von Störsignalen aus der Umgebung (z.B. Netzbrummen) sein.

Für Messungen an den Verstärkern ist ein Dummyload unumgänglich. Es handelt sich dabei um einen hochbelastbaren Widerstand von 100W/Ω, einstellbar von 0,1,2 usw. bis 8Ω. Anstelle eines Lautsprechers kann mithilfe dieses Messwiderstandes der Ausgang eines Verstärkers belastet werden, was sich beim Anlegen von Meßsignalen sowohl gehör- als auch nervenschonend auswirkt.

Überflüssig zu sagen, dass zu alledem die zugehörigen Meßschnüre und Tastköpfe (10:1 und 1:1) gehören. Insbesondere der 10:1-Tastkopf spielt bei der Messung an Röhrenverstärker-Vorstufen eine zentrale Rolle, da die kapazitive Belastung der zu untersuchenden Stufe bei lediglich etwa 3pF liegt, sodass die Erfassung des übertragenen Frequenzbereiches einer hochimpedanten Stufe sehr exakt und störungsfrei durchgeführt werden kann.

10.2 Messungen mithilfe des Computers

Heutzutage sind messtechnische Überprüfungen mit Soundkarte und Computer gang und gäbe. Über einen (notwendigen) Abschwächer (dazu später mehr) wird das Meßsignal dem Eingang der Soundkarte zugeführt, im Computer rechnerisch analysiert und die Resultate werden auf dem Bildschirm angezeigt. Der Computer selbst kann Meßsignale mit sehr geringen Verzerrungen generieren, die man am Line-Ausgang der Soundkarte abgreifen kann. Ein einschränkender Nachteil dieser Methode liegt darin, dass der Frequenzbereich meist auf 20kHz begrenzt ist, aber angesichts der Tatsache, dass unser Hörbereich nicht weiter über diese Obergrenze hinausgeht, sind manche auf diesem Weg durchgeführte Messungen durchaus hinreichend aussagekräftig. Man kann sich natürlich eine sehr hochwertige und teure Soundkarte zulegen mit einer Samplefrequenz von z.B. 192kHz und 24bit Auflösung. Die Messbandbreite wird dann $192/2 = 86\text{kHz}$, der Messbereich $2^{24} = 16.777.216 = 145\text{dB}$. Das ist phantastisch und weit mehr, als die meisten Verstärker jemals leisten können. Ich begnüge mich mit Bitraten von 16 oder 24 bit und einer Samplefrequenz von 44,1 oder 48kHz, was für unsere Messungen vollkommen ausreichend ist.

Da Messungen unter Einsatz des Computers eine relativ neue Methode darstellen, möchte ich im Folgenden einige Spezifikationen der Anwendungen nennen, die ich in diesem Bereich einsetze.

10.2.1 Frequenzgenerator:

Sinus bis 20kHz und/oder andere Schwingungsformen.

Leverancier Conrad; Dual LF-Generator, Audiowave 2.0 Software; preislich im Bereich von 30€. Gut regelbaren Zweifach-Oszillator mit einer THD von -90dB (=0,003% Klirrfaktor) - das sind Werte, die mit einem analogen Oszillator kaum zu erreichen sind.

10.2.2 Arta Analyse Software

Leverancier <www.fesb.hr/~mateljan/arta>; bietet sehr viele Möglichkeiten, die zum großen Teil in unserem Rahmen zur Anwendung kommen sollen. Die Software umfasst auch einen Oszillator mit einer exzellenten THD von -100dB. Für den nicht-professionellen Anwender beträgt die Lizenzgebühr etwa 50€, für den Profi 150€. Die Software besticht durch hohen wissenschaftlichen Wert, lässt sich intuitiv eindeutig bedienen, arbeitet fehlerlos und eröffnet viele Möglichkeiten. Die hohe Qualität dieses Programms steht für mich außer Zweifel.

10.2.3 Digitales Oszilloskop über USB

Leverancier Conrad, DSO-2000 USB, 2 Kanäle, 40Mhz Bandbreite, 8 bit Auflösung (ausreichend für Scopemessungen aufgrund des integrierten Abschwächers/Vorverstärkers, der über den V/div-Regler eingestellt werden kann). Preis etwa 180€, excl. BTW.

Während dieses Masterclass-Seminars werde ich die aufgezählten Anwendungen mehrfach einsetzen und in den folgenden Kapiteln anwenden.

Daneben gibt es auch noch andere, interessante Programme, wie beispielsweise <<http://schmelyoff.narod.ru>>. Auch kann man hervorragend mit Audioaufnahme- und

Bearbeitungssoftware wie Adobe Audition arbeiten. Ich verwende dieses Programm in Verbindung mit dem MOTU-896hp AD/DA-Konverter, womit es bei 8 Kanälen möglich wird, gleichzeitig an 8 Messplätzen mit 192kHz Samplingrate (16 bits) Messungen durchzuführen. Doch lassen wir diese Möglichkeiten hier erst einmal beiseite, jeder wird seinen eigenen Zugang zu diesem interessanten Gebiet computerbasierter Messungen finden. Es ist immer wieder überraschend und erstaunlich, welche neuen und aufschlussreichen Möglichkeiten sich dem Anwender eröffnen. Der Hauptgrund für die enorme Zahl messtechnischer Anwendungen liegt in der enormen Rechenkapazität moderner Computer, die komplexe mathematische Berechnungen von Meßsignalen zeitlich so weit verkürzen, dass exaktere und tiefergehende Analysen solcher Signale ermöglicht werden, als ich je gedacht habe.

10.3 Einrichtung des Messlabors

10.3.1 Erdung

Es mag vielleicht überraschend klingen, ist aber dennoch von großer Bedeutung: Verwende für die Netzstecker der Messinstrumente solche ohne Schutzerde. Ausschließlich das zu untersuchende Gerät wird an die Schutzerde angeschlossen, um die Entstehung von Brummschleifen oder auch Kurzschlüssen mit Sicherheit zu verhindern. Die einzige Masseverbindung zwischen beiden Geräten (Messinstrument und zu untersuchendes Gerät) besteht dann über die Messkabel, über die auch das zu messende Signal selbst läuft.

Zweitens dürfen die metallenen Chassis der Messgeräte keinen galvanischen Kontakt untereinander besitzen, da auf diese Weise wiederum eine die bereits genannten Probleme verursachende Brummschleife entsteht.

Manche verwenden für die Stromversorgung ihrer Messapparatur einen sogenannten Trenntransformator der dafür sorgt, dass alle Messgeräte galvanisch vom Netz getrennt betrieben werden können. In früheren Zeiten, als Fernsehgeräte ohne Netztransformator arbeiteten, war der Trenntransformator im Reparaturbetrieb überlebensnotwendig. Heute werden alle Geräte mit eigenem Netztransformator betrieben, wodurch die galvanische Trennung in jedem Fall sichergestellt ist.

10.3.2 Not-Aus-Schalter

Er dient dazu, mit einem Schlag die gesamte Stromzufuhr zu unterbrechen. Dieser Schalter hat häufig schwerere Folgen von unbeabsichtigten Kurzschlüssen zu verhindern geholfen. Gleichzeitig ist ein solcher Schalter auch dann eine wichtige Sicherheitsmaßnahme, wenn sich die Körpermuskeln bei einem Stromschlag verkrampfen und das Opfer die spannungsführenden Teile nicht mehr loslassen kann.

10.3.3 Abschwächer

Vor allem dann, wenn Messungen mithilfe der Soundkarte durchgeführt werden, ist ein Abschwächer sowohl eingangs- als auch ausgangsseitig unumgänglich. Ich setze für diesen Zweck Potentiometer mit 10k Ω /linear ein, die sauber in ein metallenes Chassis eingebaut und über Cinch-RCA-Buchsen zugänglich gemacht werden. Der gewählte Widerstandswert stellt einen optimalen Kompromiss dar: 100k Ω erweisen sich in Verbindung mit der Eingangsimpedanz einer Soundkarte als ungünstig, 1k Ω stellt gerade bei Röhrenstufen eine zu große Belastung dar.

Der Grund für die Notwendigkeit der Zwischenschaltung eines signalabschwächenden Potentiometers ist folgender: Die Höhe des Ausgangssignals kann man zwar über die Software einstellen, doch das ist wesentlich umständlicher und zeitaufwendiger, als die rasche Bedienung

eines Poti-Drehknopfes, der - falls nötig - schnell auf 0 zurückgestellt werden kann, um z.B. länger anhaltendes Übersteuern eines Verstärkers zu verhindern.

Das Eingangssignal der Soundkarte sollte nicht mehr als $1V_{\text{eff}}$ betragen. Angenommen, ich führe Messungen am Lautsprecher Ausgang eines Verstärkers durch. Die dort auftretenden Spannungen, beispielsweise $10V_{\text{eff}}$, reichen u.U. aus, eine Soundkarte zu zerstören. Ein Abschwächer ist demnach auch hier unbedingt vorzusehen.

Die von mir eingesetzten Abschwächer sind nicht geeicht, was auch nicht notwendigerweise erforderlich ist. Die meisten Computermessungen werden in dB durchgeführt, sind also Relativmessungen, d.h., die Kenntnis des Messwert eines einzelnen Messpunktes reicht aus, um alle weiteren Messwerte zu bestimmen. Wir werden das später an Beispielen noch genauer erläutern.

10.3.4 Meine Arbeitsweise - eine Übersicht

Nach jeder durchgeführten Messung leere ich meinen Arbeitstisch und baue im Zuge einer neuen Messreihe vom Grunde alles wieder neu auf. Dadurch verhindere ich, dass ich z.B. von der fälschlichen Annahme ausgehe, das grüne Messkabel sei mit Masse verbunden, obwohl es gerade an Hochspannung lag, was desaströse Folgen nach sich ziehen kann. Das Beispiel soll die Notwendigkeit klarmachen, dass das Überdenken und Aufbauen eines jeglichen neuen Messaufbaus gänzlich wieder von Anfang an erfolgen muss. Diese Methode hat mich vor manchem fatalen Desaster bewahrt. Desgleichen lasse ich nie zuvor verwendete Bauteile oder Geräteteile achtlos und ungeordnet herumliegen, alles hat seinen festen Platz. Auch leihe ich nie Gerätschaften aus (was einmal garantiert zu Verlusten führt, zum zweiten habe ich die Erfahrung gemacht, dass ich immer dann, wenn ich ein Gerät verliehen habe, ich genau dieses kurz darauf unbedingt selbst benötigte). Mit technischem Trödel lassen sich nun einmal keine zuverlässigen und aussagekräftigen Messungen durchführen - diese Einsicht wird aber vielleicht jeder selbst gewinnen müssen.



10-1: Teil des Labors von der Referent

Kapitel 11 Frequenzgangmessung bei 1 Watt

In diesem Abschnitt werden wir uns genauer mit Messungen hinsichtlich des Frequenzübertragungsverhaltens von Verstärkern beschäftigen. In den meisten Fällen führe ich solche Messungen in analoger Weise durch, nämlich konventionell mit Signalgenerator und Oszilloskop, wobei selbstverständlich auch beim letzteren die bereits erwähnte USB-Variante verwendet werden kann. Der Messumfang erstreckt sich, wie wir sehen werden, über den eigentlichen Hörbereich hinaus, um eventuelle Instabilitäten aufspüren zu können.

11.1 Einleitende Hinweise zur Messgröße dB (Dezibel)

Da das Dezibel (*dezi* entspricht dem Faktor 10, *Bel* ist ein relatives Leistungsmaß) eine wichtige Rolle spielt, wird erst einmal dargelegt, was genau darunter zu verstehen ist.

Bisweilen findet man folgende, falsche Schreibweisen: DB oder Db oder auch db. Die korrekte Schreibweise lautet einzig dB.

Angenommen, der zu untersuchende Verstärker erzeugt bei 1kHz eine Ausgangsspannung von U_0 , bei einer zweiten Frequenz, sagen wir 11kHz, beträgt die Ausgangsspannung U_1 . Ausgedrückt in dB wird die Verstärkung oder Abschwächung wie folgt berechnet:

$$A_{(f)} = 20 \cdot \log (U_1/U_0) \quad [\text{dB}].$$

- $A_{(f)}$ gibt die Verstärkung als Funktion der Frequenz f an
- $\log$ ist der Logarithmus mit der Basis 10 (es gibt auch den natürlichen Logarithmus $\ln$ mit der Basis $e = 2,781$, dieser aber wird bei dB-Berechnungen nicht verwendet)
- [dB] bedeutet, dass das Ergebnis in Dezibel angegeben wird.

Betrachten wir zur Veranschaulichung ein Beispiel:

U_0 betrage bei 1kHz $8V_{pp}$ (pp = peak to peak, d.h. die Spannung zwischen oberem und unterem Maximalwert des Sinus; dazu später mehr). U_1 betrage bei 11kHz $3,4V_{pp}$. In diesem Fall beträgt die Abschwächung (U_1 ist kleiner als U_0 !) bei 11kHz im Vergleich zu 1kHz, ausgedrückt in dB: $20 \cdot \log(3,4/8) = -0,37\text{dB}$. Die Größe, die als Vergleichs- bzw. Bezugsgröße dient, ist in diesem Fall U_0 ; sie steht immer im Nenner der Formel.

Dass es sich in diesem Fall um eine Abschwächung handelt, folgt direkt aus dem Minuszeichen, im Falle einer Verstärkung erhalten wir ein positives Ergebnis.

Was genau steht hinter den dB-Berechnungen? Man vergleicht eine gemessene Spannung (U_1) mit einer anderen gemessenen Spannung (U_0) und erhält folgendes Ergebnis: Bei 11kHz beträgt die Verstärkung $-0,37\text{dB}$ in *Bezug* zur Verstärkung bei 1kHz.

Man kann auch anders vorgehen. Ein Verstärker liefert bei einer Eingangsspannung von $0,52V_{\text{eff}}$ und bei einer ausgangsseitigen Belastung von 4Ω eine Ausgangsspannung von $12,7V_{\text{eff}}$ (U_{eff} ist die Effektivspannung, die mitunter auch als U_{rms} [root mean square] notiert wird; s. dazu weiter unten). Wie hoch ist dann die Verstärkung bezogen auf den Eingang?

$$A_{(1\text{kHz})} = 20 \cdot \log (12,7/0,52) = +28,1\text{dB}.$$

Wichtig ist, auf folgendes hinzuweisen: Wenn man bei dB-Berechnungen Spannungen miteinander vergleicht, muss stets die gleiche Einheit verwendet werden. U_p darf also nur in Bezug zu U_p , U_{eff} nur in Bezug zu U_{eff} gesetzt werden. Mit anderen Worten: Oberhalb und unterhalb des Logarithmus-Ausdruckes muss immer die gleiche Einheit stehen.

Die logarithmische Rechenweise lässt sich auch bei Leistungsangaben verwenden. Beispielsweise besitze ein Verstärker an 4Ω Ausgangsbelastung eine Ausgangsspannung von $12,7V_{eff}$. Die erzielte Ausgangsleistung beträgt dann:

$$P_{aus} = (U_{aus})^2 / Z_L = (12,7)^2 / 4 = 40,3W.$$

Die Ausgangsleistung, ausgedrückt in dB_w (d.h. in Beziehung gesetzt zu einer Ausgangsleistung von $1W$), wird folgendermaßen bestimmt:

$$P_{aus} \text{ in } dB_w \text{ beträgt } 10 \cdot \log(P_{aus}/1) = 10 \cdot \log(40,3) = 16,1dB_w.$$

In diesem Fall wird als Multiplikator für den Logarithmus der Faktor 10 verwendet. Warum? Sobald Leistungen in dB angegeben werden, muss vor dem Logarithmus der Faktor 10 stehen, bei Spannungsberechnungen wird der Faktor 20 eingesetzt. Das Ergebnis bleibt das gleiche, wie man schnell zeigen kann:

$$1 \text{ Watt an } 4\Omega \text{ ist gegeben durch: } P_1 = U_1^2 / 4; \rightarrow U_1 = 2V_{eff}.$$

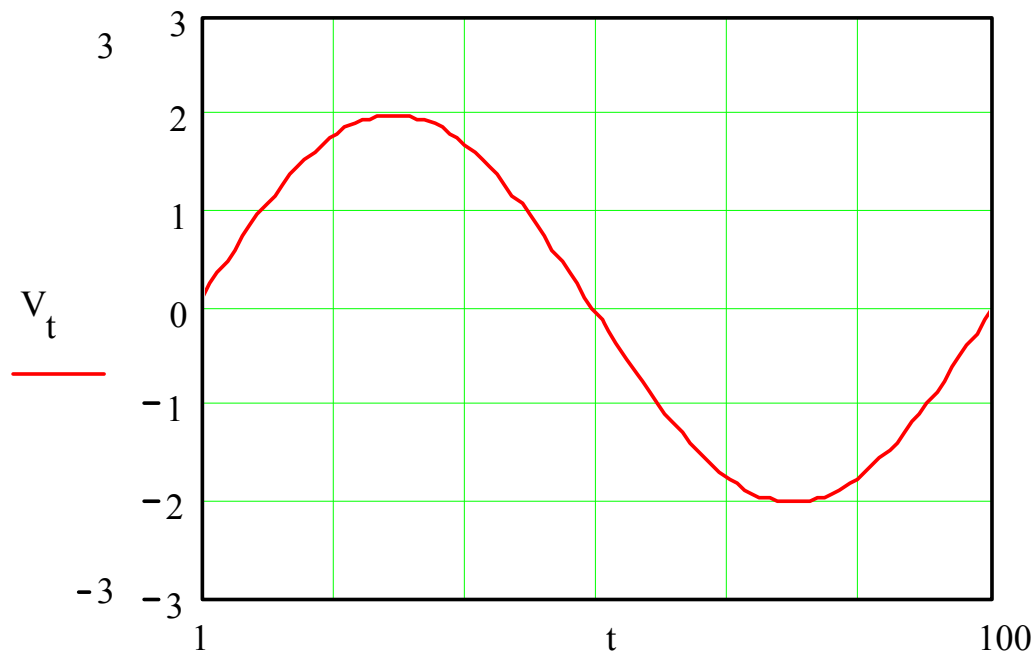
$$40,3 \text{ Watt an } 4\Omega \text{ ist gegeben durch: } P_2 = U_2^2 / 4 = U_2 = 12,7V_{eff}.$$

$$P_{aus} \text{ in } [dB_w] \text{ ist } 20 \cdot \log(U_2/U_1) = 20 \cdot \log(12,7/2) = 16,1dB_w.$$

Für die Mathematiker unter uns: Die Tatsache, dass Leistung der Spannung im Quadrat proportional ist, sorgt dafür, dass die Leistungs-dB-Formel mit der Spannungs-dB-Formel übereinstimmt, denn das Quadrat der Spannung darf für den Logarithmus verwendet werden, dann aber muss der Vorfaktor von 10 in $2 \cdot 10 = 20$ verändert werden.

Soviel zunächst zu unserer (unvollständigen) Behandlung des Dezibel (da gibt es nämlich noch mehr, wie z.B. dB_u , dB_v , dB_{SPL} usw., worauf wir an dieser Stelle nicht weiter eingehen wollen).

Die folgende Abbildung zeigt eine sinusförmige Wechselspannung, anhand derer ich die Begriffe „Amplitude“, „Spitze-Spitze-Spannung“ und „Effektivspannung“ erläutern möchte.



11-1: Sinusförmige Wechselspannung

Amplitude: Diese beträgt hier 2V und wird zwischen Mittelachse und Maximalspannung abgelesen, wobei die Richtung (nach oben oder nach unten) ohne Belang ist. Die Amplitude wird in U_p (p = peak) angegeben.

Spitze-Spitze-Spannung: Hier 4V, abgelesen zwischen dem tiefsten und höchsten Punkt, also -2V bzw. +2V; die Angabe erfolgt in U_{pp} .

Effektivspannung: Die Effektivspannung sinusförmiger Signale (und nur bei solchen) ergibt sich aus U_p , geteilt durch $\sqrt{2}$. In unserem Beispiel erhalten wir für die Effektivspannung $2/\sqrt{2} = 2/1,414V_{eff}$ (oder V_{rms}).

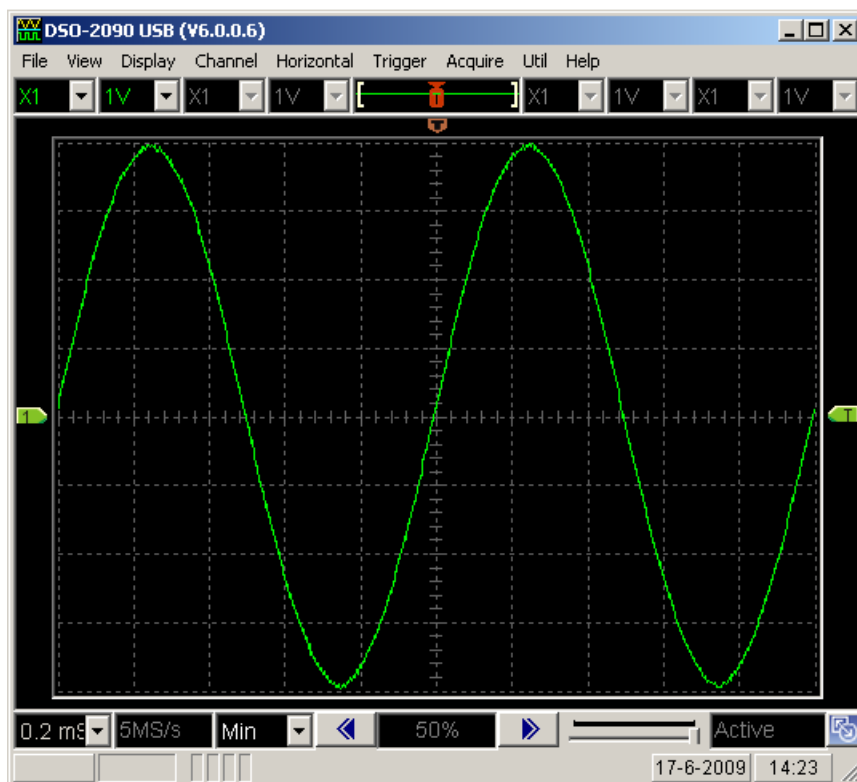
Leistung: $P = U_{eff}^2/R$. Es darf nicht vergessen werden, dass bei diesem Zusammenhang die Spannung immer im Effektivwert angegeben werden muss. Nehmen wir beispielsweise an, dass die im obigen Bild gezeigte Spannung über einem Widerstand von 4Ω abfällt. Die Leistung beträgt dann $P = 1,414^2/4 = 0,5W$.

Frequenz: $f = 1/T$, wobei T die Periodendauer, d.h. die Zeit angibt, die die Schwingung für das Durchlaufen einer vollständigen Periode benötigt. In unserem Beispiel beträgt $T = 100s$, folglich erhalten wir für die Frequenz $f = 1/100 = 0,01Hz$.

Mit all diesen Informationen sind wir nun in der Lage, uns ausführlich und differenziert mit Messvorgängen an Verstärkern auseinanderzusetzen.

11.2 Messtechnische Bestimmung des -3dB-Frequenzbereiches

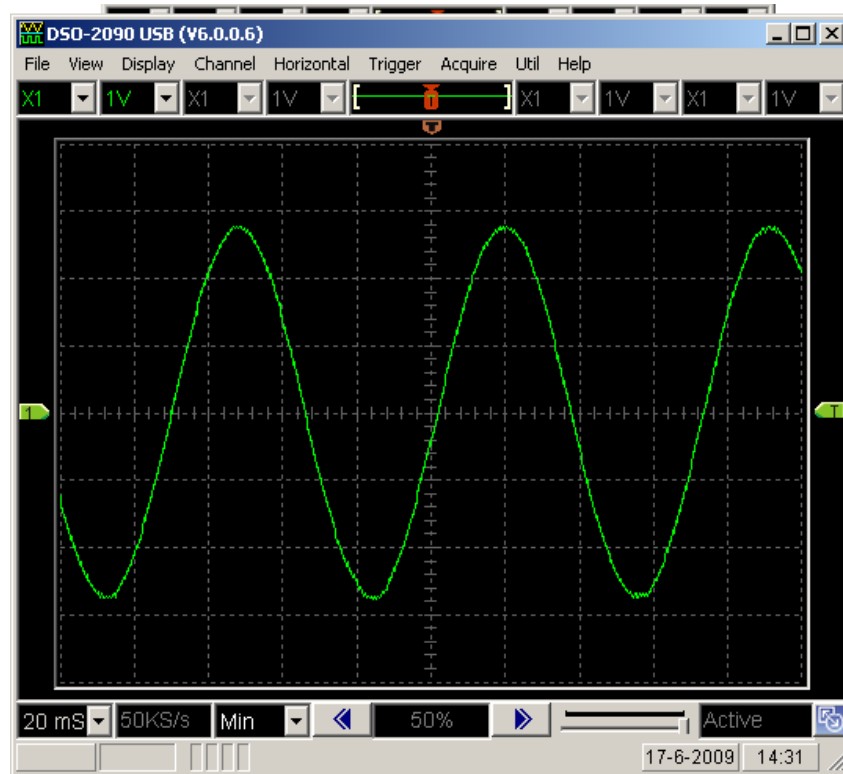
Angenommen, wir wollen nach der Fertigstellung eines Verstärkers dessen -3dB-Frequenzbereich bestimmen. Die entsprechende Messung soll bei einer Ausgangsleistung in der Umgebung von 1 Watt durchgeführt werden. Des Weiteren belasten wir unseren Verstärker mit einem optimalen Abschlusswiderstand von 8Ω (Dummyload). Der Verstärkereingang wird von einem Sinusgenerator gespeist, dessen Ausgangsspannung so eingeregelt wird, dass am Verstärkerausgang eine Wechselspannung von $8V_{\text{eff}}$ bei 1kHz auf dem angeschlossenen Oszilloskop erscheint. Die Empfindlichkeit des Oszilloskops wird auf $1V/\text{div}$ ($= 1V$ pro Rasterteil) eingestellt, dann wird der Oszilloskop-Bildschirm vertikal vollständig überstrichen. Die horizontale Zeitbasis wird mit dem „Time“-Regler auf $0,2\text{ms}/\text{div}$ abgeglichen. Auf dem Schirm erscheinen dann exakt zwei vollständige Schwingungen. Betrachten Sie dazu die untenstehende Figur.



11-2: So erscheint bei den angegebenen Einstellungen ein Sinus von 1kHz und $8V_{\text{pp}}$.

Bei welcher Ausgangsleistung messen wir jetzt? $8V_{\text{pp}} = 4V_{\text{eff}}/\sqrt{2} = 2,828V_{\text{eff}}$. Für die Leistung erhalten wir dann: $P = 2,828^2/8 = 1W$. Bereits früher habe ich darauf hingewiesen, dass Messungen in diesem Leistungsbereich aus bestimmten Gründen aussagekräftiger sind als solche unter Maximalleistungs-Bedingungen. Wir messen nämlich unter günstigeren Voraussetzungen.

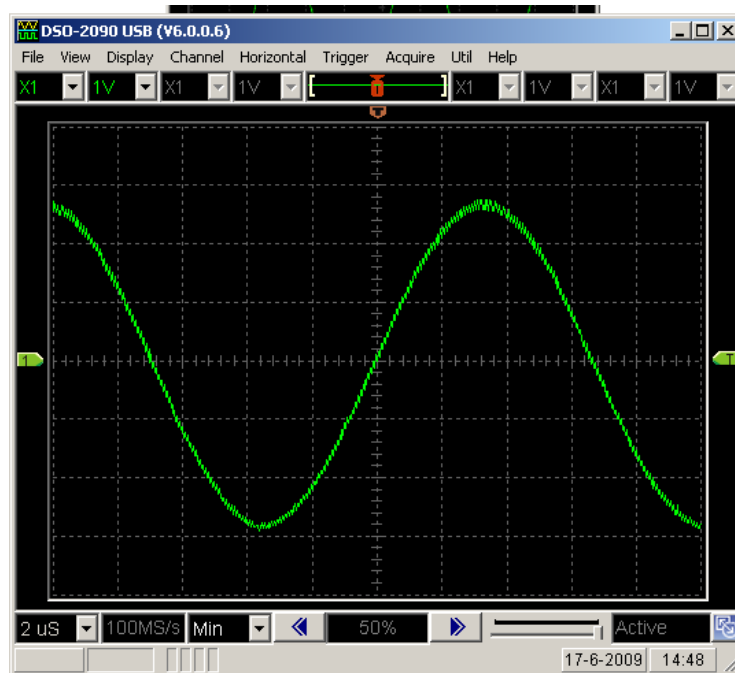
Anschließend reduzieren wir die Frequenz soweit, dass das Signal vertikal auf 5,6 Rasterteile ($= 8/\sqrt{2}$) absinkt, was nach oben und nach unten jeweils 2,8 Rasterteilen entspricht. Vergleiche dazu das folgende Bild.



11-3: Bei 14Hz ist U_{pp} um 3dB zurückgegangen.

Die sich einstellende Frequenz kann am Frequenzzähler des Sinusgenerators abgelesen werden. Die Messung zeigt uns, dass die untere -3dB-Frequenzgrenze dieses Verstärkers bei 14Hz erreicht ist ($f_{3dB} = 14\text{Hz}$).

Erhöhen wir anschließend die Messfrequenz soweit, dass U_{pp} gleichfalls auf 5,6 Rasterteile zurückgeht, so lesen wir in diesem Fall 73kHz am Frequenzzähler ab (vergl. das folgende Bild).



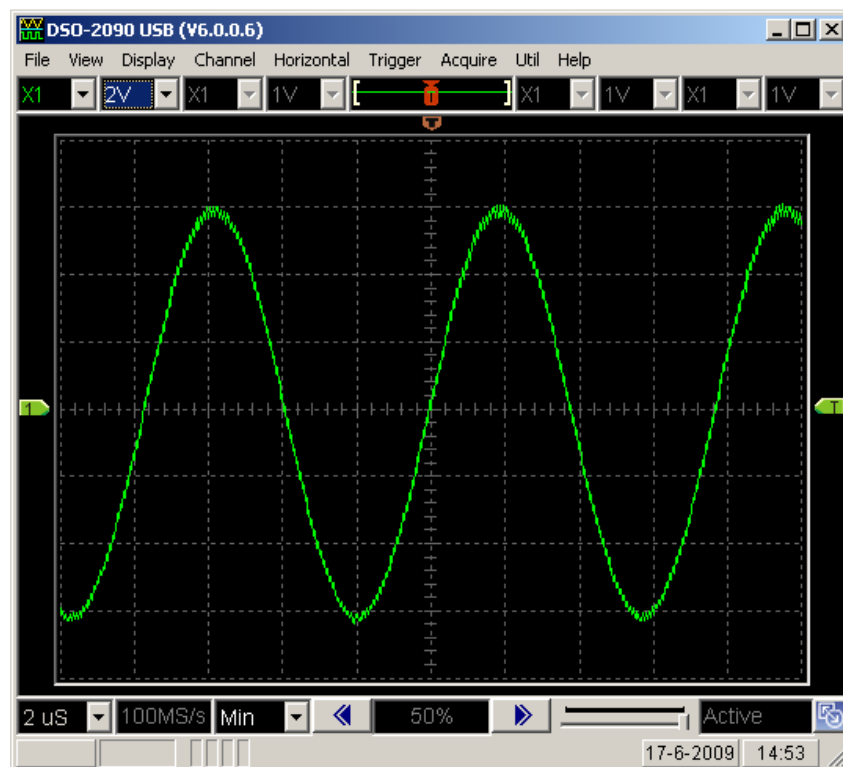
11-4: Bei 73kHz ist U_{pp} um 3dB zurückgegangen.

Das Ergebnis: $f_{3H} = 73\text{kHz}$. Der -3dB-Frequenzbereich, die Übertragungsbandbreite dieses Beispielverstärkers liegt bei 1W Ausgangsleistung zwischen 14Hz und 73kHz.

Wie lässt sich nun unser Ergebnis bewerten? Innerhalb des ermittelten Frequenzbereiches verhält sich der Verstärker linear, an den Frequenzgrenzen tritt die kaum hörbare Absenkung von -3dB auf,

denn da bewegen wir uns schon außerhalb der Empfindlichkeit unseres Ohres (20Hz bis 20kHz). Alles deutet darauf hin, dass dieser Verstärker zufriedenstellend arbeitet.

Aber - und das gilt vor allem für Röhrenverstärker - erhöhe die Frequenz noch weiter und beobachte das Messergebnis! Es kann durchaus sein, dass die Verstärkung zunächst erwartungsgemäß weiterhin abnimmt, aber bei z.B. 130kHz plötzlich wieder zunimmt, um danach wieder abzusinken. Siehe dazu das folgende Bild (die Vertikaleinstellung beträgt jetzt 2V/div).



11-5: Bei 130kHz tritt mit +3,5dB eine Resonanzspitze auf.

Die Ausgangsspannung hat sich von $8V_{pp}$ auf $12V_{pp}$ erhöht. In der Umgebung von 130kHz hat die Verstärkung folglich um +3,5dB zugenommen, eine für Röhrenverstärker charakteristische Erscheinung, die man Resonanz nennt.

Wie ist diese Erscheinung zu beurteilen? Das Auftreten von Resonanzen deutet auf mögliche Instabilitäten des Verstärkers hin. Bei komplexen Lasten (beispielsweise durch einen elektrostatischen Lautsprecher), aber unter ungünstigen Umständen auch selbst dann, wenn gar kein Lautsprecher angeschlossen ist, kann der Verstärker spontan zu Schwingungen neigen. In diesem Fall wird die gesamte, über den Versorgungsteil dem Verstärker zugeführte Leistung in Schwingungen umgewandelt. Das Netzteil läuft leer, der Verstärker beginnt zu brummen und übertragene Nutzsignale werden stark verzerrt.

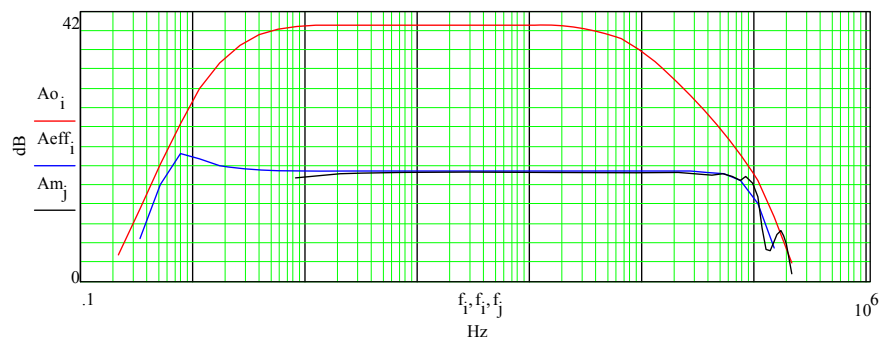
Schlussfolgerung: Untersuche immer auch, ob bei höheren Frequenzen Resonanzerscheinungen auftreten! Falls das der Fall ist, versuche das zu unterbinden, da solche Schwingungen die Wiedergabe im hörbaren Bereich negativ beeinflussen. Resonanzen im Bereich von beispielsweise -10dB oder weniger in Bezug auf 1kHz allerdings sind kaum gefährlich, man würde solche als messbare „Schönheitsfehler“ ohne merklichen Einfluss auf die Übertragungsqualität betrachten. Werden diese Resonanzen jedoch größer als 0dB (in Bezug auf 1kHz), liegt ein Fehler vor, der unbedingt beseitigt werden muss.

Warnung: Wenn man diese Messung bei Schaltungen mit hohem Wirkungsgrad, z.B. bei Klasse-D-Verstärkern, durchführt, darf das niemals bei maximaler Leistungsabgabe P_{max} erfolgen! Bei 1 W aber sehr wohl. Bei P_{max} wird das bei Klasse-D-Verstärkern ausgangsseitig vorhandene Integrierfilter überlastet, da dieses Filter nur für P_{max} bei 20kHz dimensioniert ist und nicht für P_{max} bei höheren

Frequenzen. Ich spreche aus Erfahrung, denn unlängst habe ich selbst einen Klasse-D-Verstärker auf diese Weise in die ewigen Jagdgründe geschickt.

Angenommen, ich messe mit einer Frequenz von 1kHz bei einer Lautsprecherbelastung von 4Ω . Wie muss dann die Höhe der Ausgangsspannung eingestellt werden? Auch dann wird man $8V_{pp}$ wählen, die Ausgangsleistung beträgt dann 2W, also mehr als 1W, von dem wir ausgegangen sind. Der große Vorteil bei der $8V_{pp}$ -Einstellung ist der, dass man die -3dB-Amplitude schnell ablesen kann (5,6 Rastereinheiten Spitze-Spitze oder 2,8 Einheiten nach oben bzw. nach unten). Und bei 16Ω ? Ebenfalls $8V_{pp}$, wir bewegen uns noch immer im Bereich geringer Ausgangsleistungen, und allein das ist entscheidend.

Wie geht man vor, wenn man die erhaltenen Messergebnisse in einer anschaulichen Grafik darstellen möchte? Man beginnt bei 1kHz und misst anschließend, wie groß die Spannung bei jeweils 10, 20, 50, 100 200 ... 100kHz auf dem Oszilloskopschirm wird. Die notierten Werte werden anschließend in dB umgerechnet und können dann etwa mit EXCEL oder einem anderen Rechenprogramm leicht in eine grafische Darstellung umgewandelt werden. Ich verwende dafür das Programm MATHCAD (mit dem auch Formeln berechnet werden können), aber es existieren noch zahllose andere Programme, mit denen sich die gestellte Aufgabe lösen lässt.



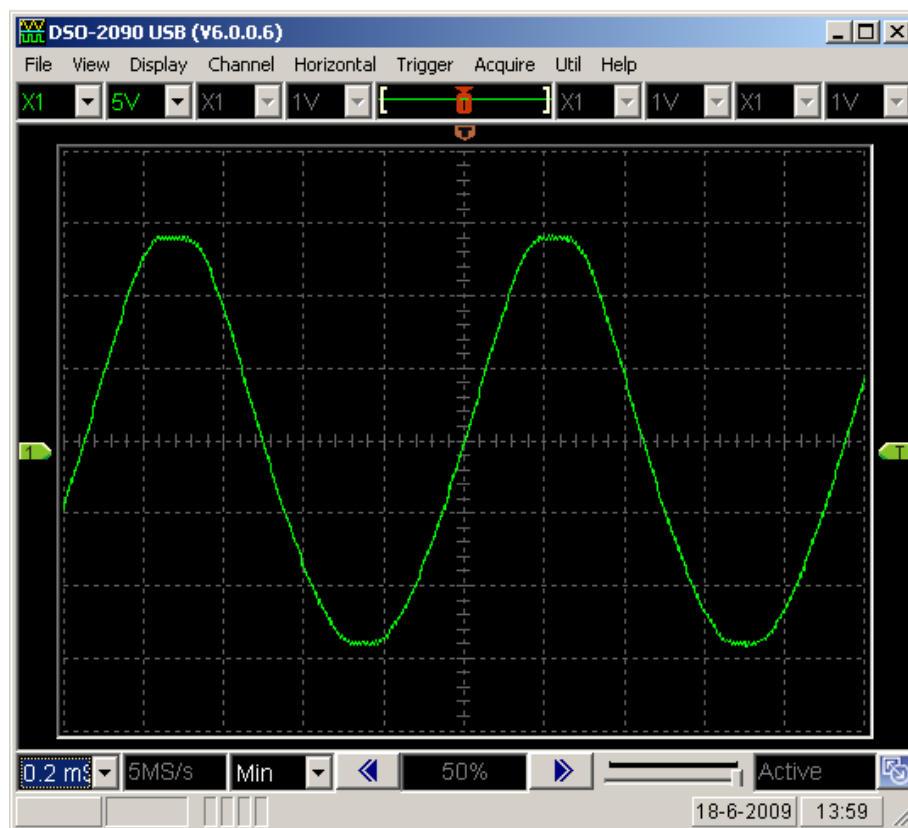
11-6: Beispiel für den berechneten und gemessenen Frequenzgang des QUAD II-Verstärkers. Die vertikale Skaleneinteilung beträgt 3dB/Einheit, horizontal durchläuft die Frequenz den Bereich von 0,1 bis 1MHz. Die obere (rote) Kurve zeigt den berechneten Frequenzgang bei offener Gegenkopplungsschleife. Die sich überschneidenden unteren (blauen) Kurven zeigen die gemessene Charakteristik bei geschlossener Gegenkopplung.

Kapitel 12 Messung des Frequenzganges bei $P_{\max}$

Wenn man das Verhalten eines Röhrenverstärkers bei verschiedenen Frequenzen und maximaler Ausgangsleistung messtechnisch überprüft, stößt man u.U. auf überraschende und unbekannte Symptome. Im tieffrequenten Bereich wird man an die Grenzen der Leistungsfähigkeit des Ausgangs-Übertragerkerns stoßen. Hochfrequent werden die zu beobachtenden Begrenzungen durch die parasitäre Primärkapazität und die Streuinduktivität des Ausgangsübertragers bedingt. Unter der Voraussetzung eines einwandfreien Schaltungsentwurfs bildet eindeutig der Übertrager letztlich die entscheidende Grenze für den übertragbaren Frequenzbereich, wohingegen die Röhren selbst bis weit in den Megahertzbereich hinein problemlos arbeiten. Zudem treten messtechnisch zwischen einem Gegentaktverstärker und einer Eintakt-Endstufe bemerkenswerte Unterschiede auf.

12.1 Gegentaktendstufe, $P_{\max}$, tieffrequenter Bereich

Die Messung beginnt, wie gewohnt, bei der Bezugsfrequenz von 1kHz. Am Verstärkerausgang werden ein Dummyload und ein Oszilloskop angeschlossen, eingangsseitig liegt der Tongenerator. Der Pegel des Generators wird nun so eingeregelt, dass der Verstärker maximal angesteuert wird, d.h. bis sich an den Spitzen des Sinussignals Abflachungen einstellen. Das nächste Bild zeigt, was gemeint ist.



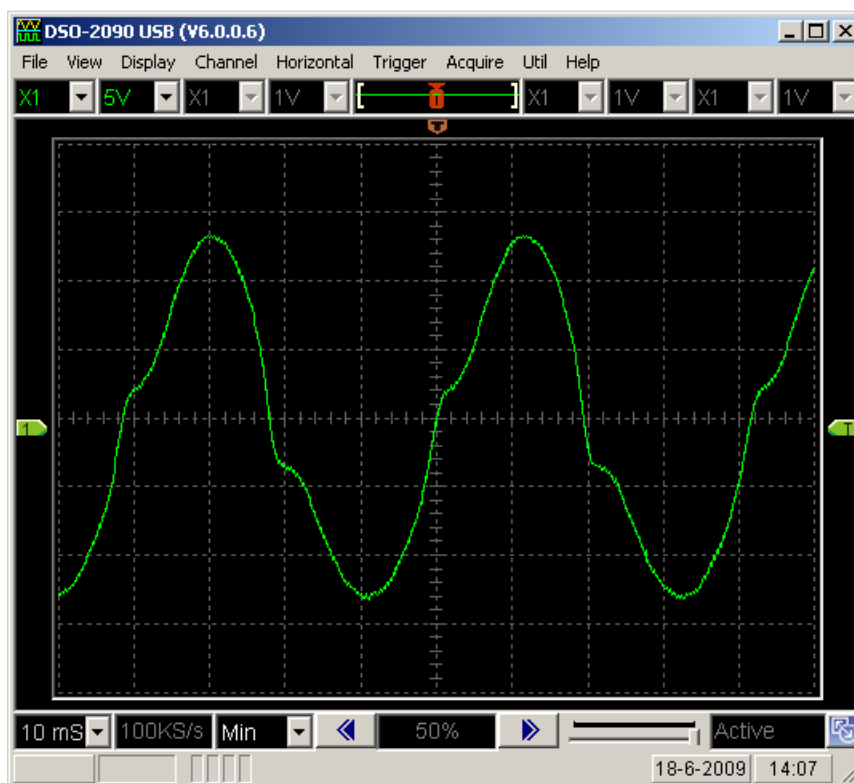
12-1: Maximale Aussteuerung bei 1kHz.

Auf dem Monitor lässt sich in diesem Falle ablesen, dass die Maximalaussteuerung bei $U_{\max} = 28V_{pp}$ erreicht ist. Der Lastwiderstand beträgt 4Ω , womit sich eine Maximalleistung von

$$P_{\max} = U_{\text{eff}}^2 / R = 9,9^2 / 4 = 24,5W$$

ergibt.

Die Eingangsspannung wird anschließend langsam zurückgeregelt, so dass die Abflachungen an den Sinusspitzen gerade verschwinden. Dann wird die Messfrequenz so weit abgesenkt, dass solche oder ähnliche Verformungen des Signals, wie sie auf dem nächsten Bild zu sehen sind, sichtbar werden.



12-2: Beginn der Kernsättigung bei f_{LP}

Zwei Erscheinungen lassen sich beobachten: Zum einen hat im Vergleich zu 1kHz die Spannungsamplitude von $28V_{pp}$ auf $26V_{pp}$ abgenommen, was unmittelbar einsichtig ist, da der Verstärker bei sinkender Frequenz immer stärker abschwächt. Zum zweiten erkennen wir anhand der Verformungen des Signals die Auswirkungen des zunehmenden Sättigungsverhaltens des Übertragerkerns, das bei diesem Verstärker ab einer Frequenz $f_{LP} = 24\text{Hz}$ auftritt. Bei noch niedrigeren Frequenzen wird der Kern immer weiter in die Sättigung geraten, außer, man schwächt das Meßsignal ab, womit natürlich auch die Ausgangsleistung weiter zurückgehen wird.

Die Messung zeigt, dass der Verstärker an der Sättigungsgrenze bei 24Hz eine Ausgangsleistung von $P_{LP} = 21,1\text{W}$ abzugeben vermag. Die -3dB-Leistungsgrenze f_{-3LP} ist definiert als die tiefste Frequenz, bei der der Verstärker die Hälfte der bei 1kHz erzielbaren Maximalleistung liefern kann. Die folgende Formel gibt an, wie mit den gewonnenen Ergebnissen dieser Messung f_{-3LP} bestimmt werden kann.

$$f_{-3LP} = f_{LP} \cdot (0,5 \cdot P_{max}/P_{LP})^{0,5} = 24 \cdot (0,5 \cdot 24,5/21,1)^{0,5} = 18,3\text{Hz}.$$

Ergebnis: Bei ungefähr 18Hz kann der Verstärker die Hälfte der maximalen Ausgangsleistung abgeben. Die -3dB-Leistungsbandbreite beginnt demnach bei 18Hz.

Welche Schlüsse ziehen wir aus dem Messergebnis? Der Verstärker ist im tieffrequenten Bereich in Lage, oberhalb von 18Hz mehr als die Hälfte seiner maximalen Ausgangsleistung zu liefern. Diese Frequenz liegt ausreichend unterhalb der niedrigsten zu übertragenden Frequenz bei Musik, da in diesem Bereich kaum mehr kräftige Signalanteile auftreten. Bei weniger als 30Hz nimmt zunächst die Amplitude, dann die Ausgangsleistung schnell ab. Demnach ist dieser Verstärker offenbar problemlos in der Lage, um mit ausreichender Leistung tiefe Frequenzen wiederzugeben.

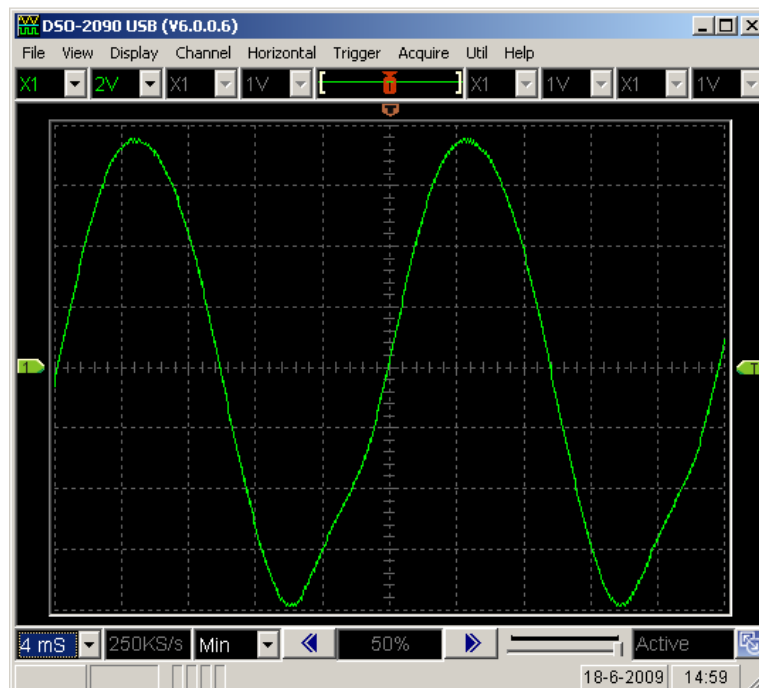
Die Faustregel, die sich aus unseren Ergebnissen ableiten lässt, lautet: Wenn die f_{-3LP} -Frequenz in der Umgebung von 20Hz liegt, kann der Verstärker mit voller Leistung die tiefsten Musikfrequenzen zufriedenstellend wiedergeben.

12.2 SE-Verstärker, P_{max} , tieffrequenter Bereich

Bei Eintakt-Endverstärkern treten bei tiefen Frequenzen und bei maximaler Ausgangsleistung zwei Probleme auf. Das eine hat mit der Selbstinduktion L_p der Primärwicklung des Ausgangsübertragers in Verbindung mit der Primärimpedanz und dem Innenwiderstand der Endröhre zu tun. Das andere wird, genau wie oben geschildert, durch die Kernsättigung verursacht.

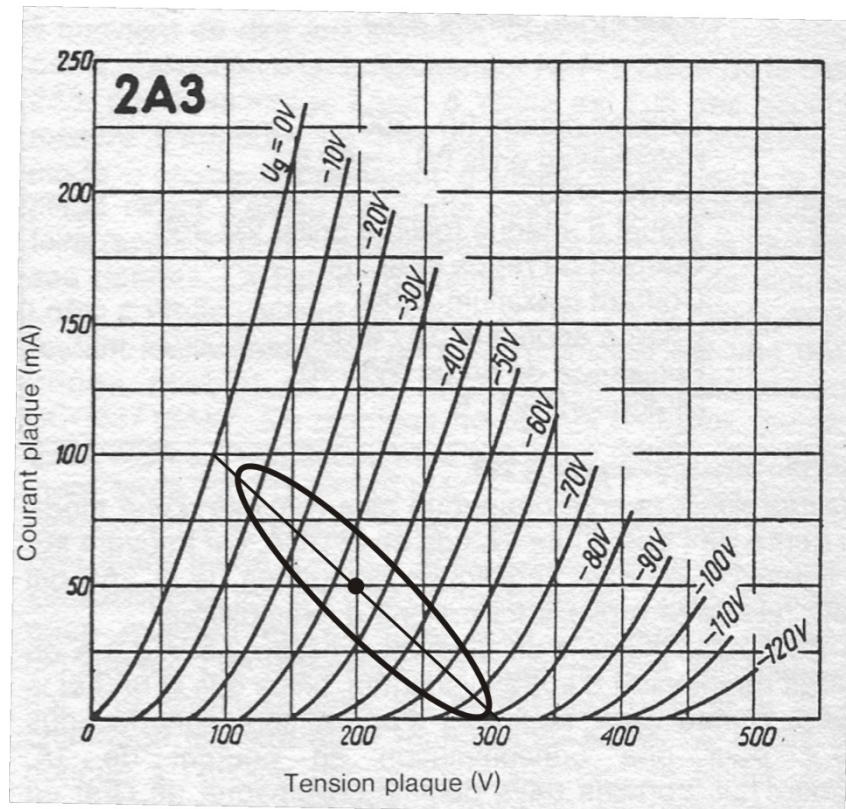
Ebenso wie beim Gegentaktverstärker beginnt man bei Messungen am Eintaktverstärker bei Vollasssteuerung mit einer Messfrequenz von 1kHz. Beim Mustergerät wurden $16V_{pp}$ bei 6Ω Belastung gemessen, für P_{max} ergeben sich dann 5,3W.

Anschließend wird die Messfrequenz verringert, bis eine einseitige Abflachung im Kurvenverlauf des Sinus auftritt. Das untenstehende Bild zeigt, was gemeint ist. Bei dieser Messung trat die Verzerrung unterhalb von 52Hz auf.



12-3: Abflachung beim negativen Wellenzug des Sinus bei einem SE-Verstärker.

Diese Form der Verzerrung lässt sich nicht auf Sättigungserscheinungen des Kerns zurückführen, sondern entsteht dadurch, dass die komplexe Last der Endtriode eine Phasenabweichung hervorruft. Ich meine damit, dass die Belastung der Endröhre in diesem Betriebszustand nicht mehr rein ohmisch ist, sondern im tieffrequenten Bereich durch das Zusammenwirken der Primärimpedanz Z_a und der Selbstinduktion der Primärwicklung des Ausgangsübertragers gebildet wird (Selbstinduktion = $j2\pi f L_p$, diese nimmt bei tiefen Frequenzen ab). Dadurch wird eine Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung in der Primärwicklung des Übertragers hervorgerufen, und es entsteht eine ellipsenförmige Lastkurve, die im unteren Bereich „festläuft“ (vergl. nächste Abbildung).

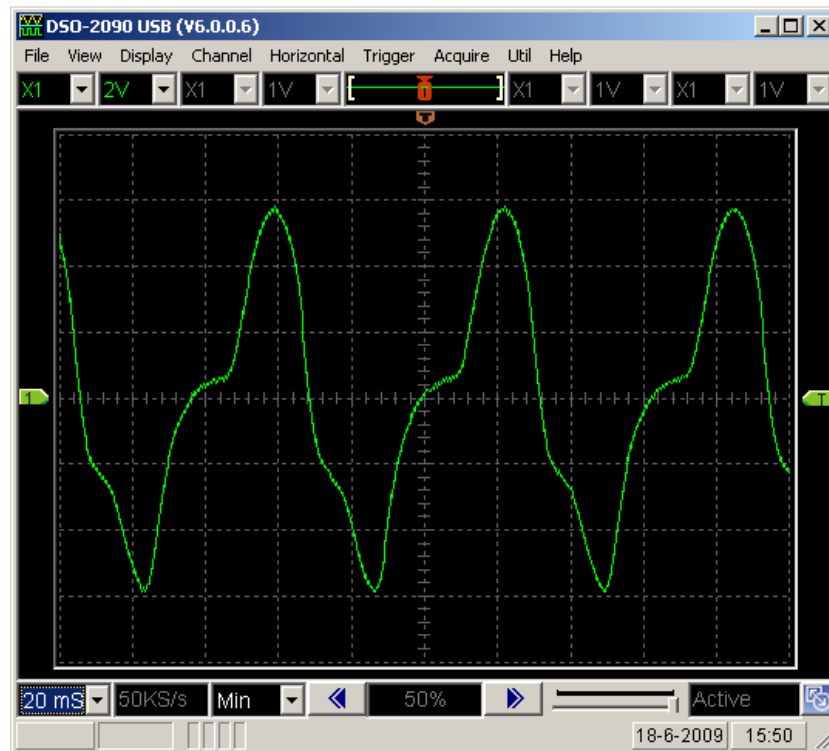


12-4: Tieffrequente Begrenzung bei Aussteuerung einer Trioden-SE-Stufe.

Der Arbeitspunkt der Endröhre liegt bei 200V und 50mA. Bei hohen Frequenzen arbeitet die Röhre auf die eingezeichnete Lastgerade, die in gewohnter Weise durch den Arbeitspunkt verläuft. Bei tiefen Frequenzen bildet sich durch die erwähnte Phasenverschiebung zwischen Strom und Spannung jetzt eine Ellipse aus, deren rechter, unterer Wendepunkt bei 300V Anodenspannung an die 0-mA-Aussteuerungsgrenze der Röhre heranreicht.

Das entscheidende Resultat, das aus dieser Messung deutlich wird, ist, dass bei maximaler Ausgangsleistung unterhalb der gemessenen 52Hz die Verzerrungen drastisch zunehmen, insbesondere die 2. Harmonische auftritt. Das ist hörbar, die Tieftonwiedergabe wird „weicher“. Falls der beschriebene Effekt erst unterhalb von 30Hz auftritt, stellt das kein Problem dar, da Musik kaum laute Anteile unterhalb von 30Hz besitzt. Tritt die beschriebene Verformung allerdings oberhalb dieser Frequenzgrenze auf, ist das ein deutlicher Hinweis auf eine mäßige Übertragerqualität.

Kommen wir zu den Sättigungseffekten des Übertragerkerns. Erniedrigt man die Frequenz noch weiter (bei diesem Verstärker bis auf 16Hz), dann sehen wir die in der folgenden Abbildung erkennbaren Abknickungen des Sinus.



12-5: Kernsättigung beim SE-Verstärker unterhalb von 16Hz

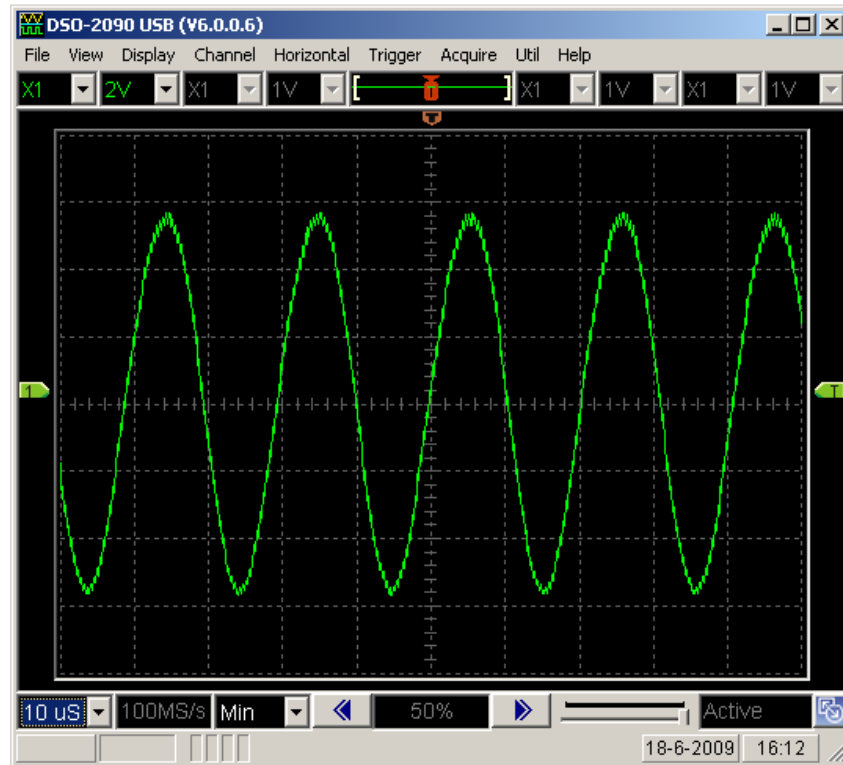
Der Verstärker liefert jetzt eine Ausgangsspannung von $11,3V_{pp}$, was einer Ausgangsleistung von $2,65W$ entspricht, mithin genau der Hälfte von P_{max} . Daraus folgt, dass die -3dB-Leistungsbandbreite des Gerätes exakt bei 16Hz beginnt, was durchaus ein hervorragendes Resultat darstellt.

Wie haben wir unsere gewonnenen Ergebnisse zu interpretieren? Tieffrequent weist unser Mustergerät eine mehr als ausreichende Leistungsbandbreite auf, aber die Verformung bzw. einseitige Begrenzung des Signals unterhalb von 52 Hz ist beträchtlich. Diese Verzerrung macht sich durch eine „weiche“ Basswiedergabe bemerkbar, ein natürlich unerwünschtes Phänomen. Ein besserer Ausgangsübertrager würde diesen Verstärker sicher aufwerten.

12.3 P_{max} -Begrenzung bei hohen Frequenzen

In den oberen Frequenzbereichen sind die Differenzen zwischen Eintakt- und Gegentaktverstärkern deutlich geringer. Die Begrenzungen werden im Wesentlichen durch den Ausgangsübertrager und die Gegenkopplung verursacht.

Wir beginnen wiederum bei 1kHz und Vollaussteuerung und erhöhen die Frequenz soweit, bis der -3dB-Punkt erreicht ist. Die nachfolgende Abbildung zeigt das Ergebnis der Messung am Verstärker aus Abschnitt 12.2.



12-6: f_{3HP} liegt für P_{max} bei 49kHz

Die hochfrequente Leistungsbandbreite wird bei 49kHz festgelegt. Mir ist zufällig bekannt, dass dieser Verstärker ohne interne Gegenkopplung arbeitet, so dass diese Begrenzung allein durch den verwendeten Ausgangsübertrager hervorgerufen wird.

Wie deuten wir dieses Messergebnis? Hochfrequent kann der Verstärker den menschlichen Hörbereich ohne nennenswerte Begrenzung oder starke Verzerrungen mehr als ausreichend abdecken, in diesem Bereich arbeitet der Ausgangsübertrager einwandfrei.

Nur wenigen dürfte bekannt sein, dass man mit den ermittelten Messergebnissen auch direkt die Slewrate berechnen kann. Ich möchte das im Folgenden zeigen.

Bei 48kHz ist die maximale Ausgangsspannung durch den Zusammenhang

$$U_{aus} = 5,65 \cdot \sin(2\pi ft) \text{ mit } f = 49\text{kHz}$$

gegeben. Durch Differentiation erhalten wir:

$$dU_{aus}/dt = 5,65 \cdot 2\pi f \cdot \cos(2\pi ft).$$

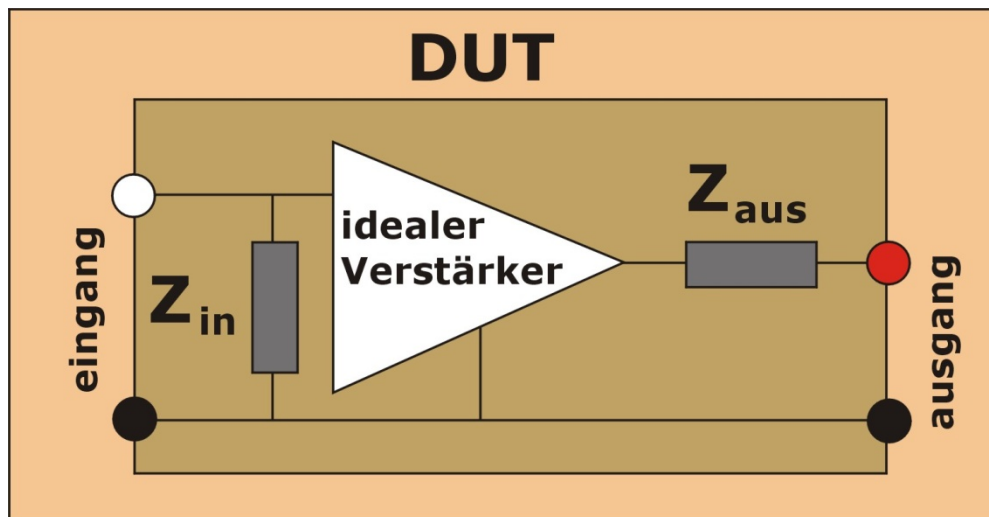
Der Maximalwert tritt auf, wenn $\cos(2\pi ft) = 1$. Die Slewrate ist die maximale Spannungsveränderung als Funktion der Zeit, demnach ergibt sich:

$$\text{Slewrate} = 5,65 \cdot 2\pi f \cdot 1 = 5,65 \cdot 2\pi \cdot 49000 = 1,74 \cdot 10^6 \text{ V/s} = 1,74\text{V}/\mu\text{S}.$$

Die Slewrate hängt folglich unmittelbar mit der f_{3HP} -Frequenz zusammen, zwischen beiden Größen besteht ein direkter, eindeutiger Zusammenhang. Ich meine jedoch, dass f_{3HP} in Verbindung mit der maximalen Ausgangsleistung einfacher zu interpretieren ist als die Slewrate.

Kapitel 13 Impedanzen

Bei Verstärkern spielen zwei Impedanzen in Bezug auf den Klang eine entscheidende Rolle. Eingangsseitig liegt die Eingangsimpedanz, deren Wert bestimmt, wie stark die Signalquelle (beispielsweise ein CD-Player oder eine Gitarre) belastet wird. Auf der Ausgangsseite finden wir die Ausgangsimpedanz, die für die Dämpfung der Eigenbewegung des Lautsprecherkonus bestimmend ist. Im Signalweg selbst liegen wir natürlich noch eine Reihe weiterer Widerstände und Impedanzen, die wir an dieser Stelle außer acht lassen wollen. Wir wollen unsere Aufmerksamkeit ausschließlich „von außen“ auf den Verstärker richten, welche Vorgänge sich innerhalb abspielen, werden wir unberücksichtigt lassen. Mit anderen Worten: Wir betrachten den Verstärker als eine „black box“.



13-1: Prinzipielles Verstärkermodell unter Beachtung seiner Eingangs- und Ausgangsimpedanzen

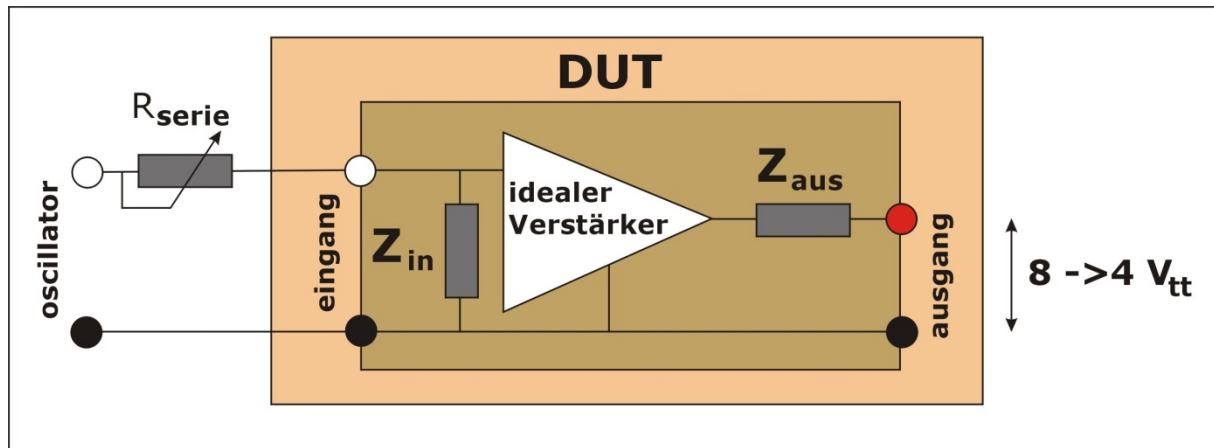
13.1 Die Eingangsimpedanz

Die Eingangsimpedanz lässt sich in den allermeisten Fällen nicht einfach mit dem Ohmmeter bestimmen, da in Serie mit dem Eingang in den in der Regel ein Kondensator angeordnet ist, der eventuell auftretende Gleichspannung (z.B. DC-Offset) der Signalquelle abriegeln soll. Eine zielführende Methode, Z_{in} zu bestimmen, ist die folgende:

Lege einen Sinusgenerator mit $f = 1\text{kHz}$ über ein Serienpotentiometer von $1\text{M}\Omega$ an den Eingang des Verstärkers. Zunächst steht das Poti auf 0Ω . Die Ausgangsspannung des Generators wird so eingestellt, dass $8V_{pp}$ am Eingang des Verstärkers liegen, die mit Hilfe des Oszilloskops überprüft werden (s. dazu letztes Kapitel). Der Ausgang des Verstärkers kann während der Messung belastet oder unbelastet sein, dieser Zustand darf sich nur im Verlauf des Messvorgangs nicht ändern. Während alle anderen Einstellungen unverändert bleiben, wird das Serienpotentiometer ($1\text{M}\Omega$) so justiert, dass am Ausgang $4V_{pp}$ erscheinen.

Die anschließende Messung des eingestellten Widerstandswertes des Potentiometers mit Hilfe eines Ohmmeters ergibt die gesuchte Eingangsimpedanz. Dabei wird vorausgesetzt, dass der Sinusgenerator eine ausreichend niedrige Ausgangsimpedanz (weniger als 50Ω) besitzt, womit diese im Vergleich zur Eingangsimpedanz Z_{in} vernachlässigbar bleibt. In den Fällen, in denen diese Voraussetzung nicht zutrifft, gilt für die Eingangsimpedanz:

$$Z_{in} = R_{\text{Serie}} + Z_{\text{aus,Generator}}$$



13-2: Messanordnung zur Bestimmung von Z_{in}

Die Eingangsimpedanz wird in den normalerweise von der gewählten Messfrequenz unabhängig sein, zumindest sollte diese Voraussetzung im Frequenzbereich von 20Hz bis 20kHz gültig sein. Bei sehr viel höheren Frequenzen wird dagegen die Verdrahtungskapazität oder die Millerkapazität der Eingangsrohre wirksam. Bei deutlich geringeren Frequenzen macht sich dagegen u.U. der Einfluss des Eingangskondensators bemerkbar, allerdings wird dessen Einfluss bei einem korrekt dimensionierten Verstärkerentwurf im Bereich zwischen 20Hz und 20kHz bedeutungslos.

Welche Schlussfolgerungen können wir ziehen? Angenommen, wir messen eine Eingangsimpedanz von mehr als 47k Ω . Bei High-End-Röhrenverstärkern ist ein solcher Wert durchaus günstig, da dann die ansteuernde Quelle ausreichend niedrig belastet wird. Das wird vor allem dann von Bedeutung, wenn diese Quelle selbst ein Röhrengerät ist, die nicht mit einem zu geringen Z_{in} belastet werden darf. Bei niedrigerer Lastimpedanz muss mit Verlusten bei der Tieftonwiedergabe gerechnet werden, da der Ausgangskondensator der steuernden Quelle nicht auf Z_{in} abgestimmt ist. Gleichzeitig wird man mit Verzerrungen rechnen müssen, weil die dynamische Lastgerade der Quelle ungünstig liegt. Bei Transistorverstärkern rechnet man mit Eingangsimpedanzen von mehr als 10k Ω , moderne Signalquellen wie Tuner, CD-Player, Recorder, TV usw. sind hierfür ausgelegt.

Bei Gitarrenverstärkern sollte die Eingangsimpedanz deutlich höher liegen, üblich sind Werte im Bereich von 470k Ω oder mehr. Andernfalls tritt ein deutlich wahrnehmbarer Verlust der oberen Frequenzen auf, die Gitarre klingt matt, wenig lebendig. Die Ursache für diese Erscheinung liegt im induktiven Charakter des Pickups, bei zu niedrigem Z_{in} werden die oberen Frequenzanteile zunehmend kurzgeschlossen, was in den allermeisten Fällen soundmäßig unerwünscht ist.

Anders sieht die Sache aus bei Mikrofonverstärkern. Hier rechnet man mit Eingangsimpedanzen in der Umgebung von 1k Ω , um störendes Rauschen zu vermindern. Häufig wird dann mit einem Eingangsübertrager gearbeitet.

An anderer Stelle habe ich bereits beschrieben, dass die Bestimmung der Eingangsimpedanz bei Vorhandensein eines Eingangsübertragers alles andere als trivial ist, da der Kern des kleinen, empfindlichen Trafos kräftig magnetisiert wird, was über einen längeren Zeitraum zu Verlusten im Tieftonbereich und zu unangenehmen Verzerrungen führen kann.

Die Eingangsimpedanz von Vorverstärkern für Plattenspieler ist für MM-Typen auf 47k Ω standardisiert, während MM-Systeme aus Gründen geringeren Rauschens weniger als 1k Ω aufweisen sollten.

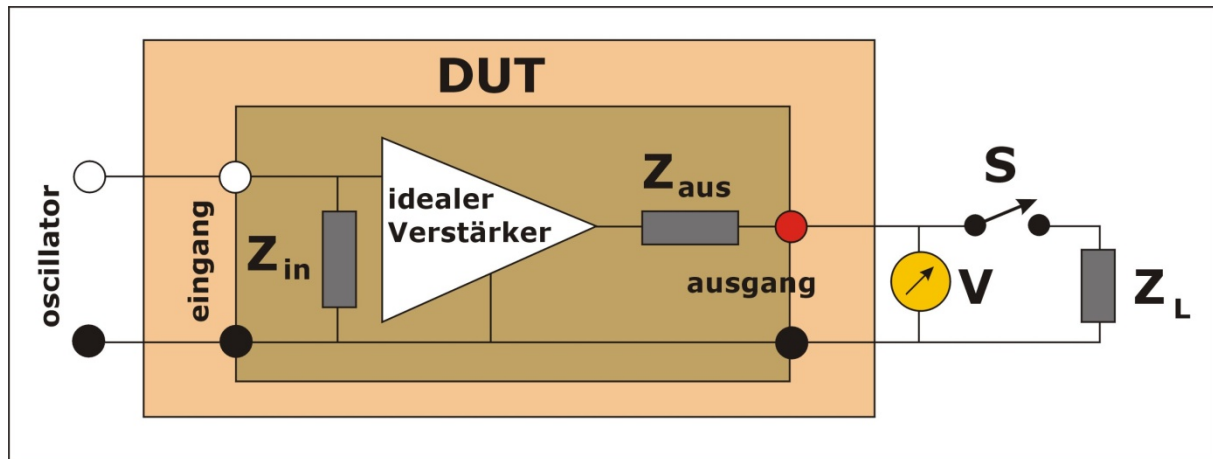
Mit der beschriebenen Messmethode und den angegebenen Richtwerten lässt sich ausreichend genau überprüfen, ob sich die Eingangsimpedanz des zu testenden Verstärkers (DUT = device under test) im erforderlichen Bereich bewegt.

13.2 Die Ausgangsimpedanz

Bei der Bestimmung dieser Größe sind einige Besonderheiten zu beachten, die ich im Verlauf der folgenden Abschnitte vorstellen werde. Dabei werde ich mich auf die Verhältnisse bei Röhrenverstärkern beschränken.

13.2.1 Bestimmung von Z_{aus} nach der „on-off-Methode“

Die nächste Abbildung zeigt die erforderliche Messanordnung. Dem Eingang des Verstärkers wird eine Sinusspannung mit der Frequenz von 1kHz zugeführt, während am Ausgang ein Oszilloskop oder ein breitbandiges Wechselspannungs-Voltmeter angeschlossen wird, hier angedeutet mit **V**. Der Verstärkerausgang wird anschließend wechselweise mit einem externen Lastwiderstand (Dummyload) belastet oder nicht belastet (on-off).



13-3: Bestimmung der Ausgangsimpedanz nach der „on-off-Methode“

Z_{aus} wird nun wie folgt ermittelt:

1. Schalter S wird geöffnet, der Sinusgenerator so eingestellt, dass ausgangsseitig die Spannung U_{offen} von 8V erscheint (ein Voltmeter wird $8V_{\text{eff}}$ anzeigen, ein Oszilloskop kann auf $8V_{\text{pp}}$ abgeglichen werden).
2. S wird anschließend geschlossen. Das Voltmeter wird jetzt eine niedrigere Spannung $U_{\text{geschlossen}}$ anzeigen, beispielsweise $6,3V_{\text{eff}}$.
3. Z_L besitzt einen genau bekannten Widerstandswert von z.B. $4,00\Omega$. Mit den beiden Nachkommastellen möchte ich deutlich machen, dass dieser Wert exakt stimmen muss, da der Lastwiderstand hier als Messwiderstand dient. Ein ungenauer Wert führt zu einem ungenauen Messergebnis von Z_{aus} !
4. Mit Hilfe der folgenden Formel wird Z_{aus} bestimmt:

$$Z_{aus} = Z_L \cdot (U_{\text{offen}} - U_{\text{geschlossen}}) / U_{\text{geschlossen}}$$

5. In dem hier vorgestellten Beispiel erhalten wir $Z_{aus} = 1,08\Omega$.
6. Der Dämpfungsfaktor wird berechnet nach:

$$DF = Z_L / Z_{aus}$$

7. Die Rechnung ergibt einen Dämpfungsfaktor $DF_4 = 3,7$. Dieser Wert ist für Röhrenverstärker mit einer Über-alles- oder lokalen Gegenkopplung bzw. für einen Triodenverstärker ohne jedwede Gegenkopplung durchaus charakteristisch.

Der Index 4 beim Dämpfungsfaktor DF deutet an, dass dieser Wert berechnet bzw. bestimmt ist für eine Belastung von 4Ω .

Berechnen wir einmal was geschieht, wenn wir den Verstärkerausgang nicht mit $4,00\Omega$, sondern mit $8,00\Omega$ belasten, während Z_{aus} konstant gehalten wird (s. oben). Wir erhielten in diesem Falle $DF_8 = 8/1,08 = 7,4$. Unser Ergebnis zeigt, dass die Angabe des Dämpfungsfaktors nur dann aussagekräftig ist, wenn der Belastungswiderstand mit angegeben wird, da DF von Z_L abhängig ist.

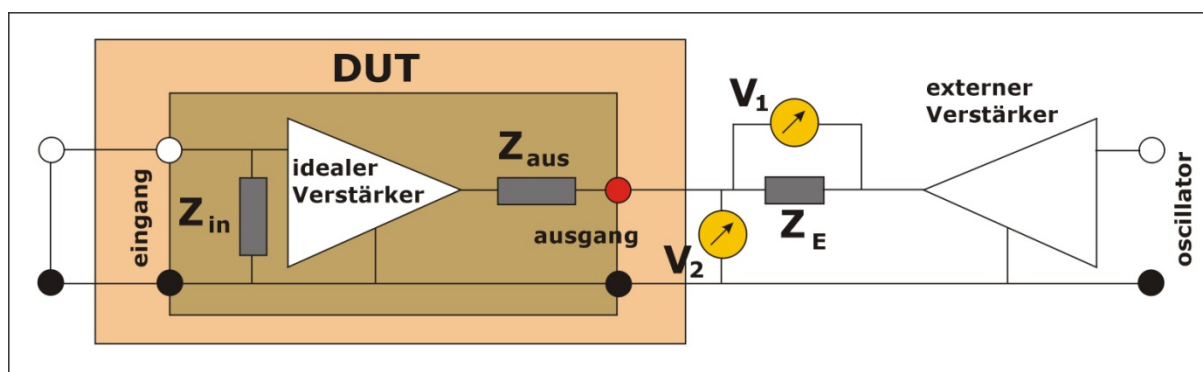
Üblicherweise wird man jedoch einen 4Ω -Lautsprecher an den 4Ω -Anschluss, einen 8Ω -Lautsprecher an den 8Ω -Anschluss der Ausgangsübertragers legen. Unter dieser Voraussetzung (weitergehende Überlegungen wollen wir an dieser Stelle aussparen) werden DF_4 und DF_8 annähernd gleich groß. Aus diesem Grund wird man bei der Angabe der Spezifikationen eines Röhrenverstärkers nur sehr selten eine Angabe darüber finden, bei welchem Lastwiderstand DF bestimmt wurde.

13.2.2 Bestimmung von Z_{aus} durch Ansteuerung des Verstärkerausgangs

Bei der zweiten hier vorgestellten Messmethode ist ein weiterer, präzise arbeitender Verstärker nötig, der an den Ausgang des zu untersuchenden Verstärkers angeschlossen wird. Der Eingang des zu messenden Verstärkers wird dabei kurzgeschlossen.

Das Signal des externen Verstärkers wird über einen zusätzlichen Widerstand Z_E an den Ausgang des zu messenden Verstärkers geführt. Weiterhin sind zwei genau arbeitende Wechselspannungsvoltmeter erforderlich, hier angedeutet mit V_1 und V_2 .

Angenommen, $Z_E = 4,00\Omega$, Messfrequenz $f = 1\text{kHz}$. Es werde $U_1 = 8V_{\text{eff}}$ und $U_2 = 5,7V_{\text{eff}}$. Wie groß ist dann Z_{aus} ?



13-4: Messung von Z_{aus} mithilfe eines zusätzlichen externen Verstärkers

$$Z_{\text{aus}} = Z_E \cdot U_2 / U_1.$$

Unserem Beispiel entsprechend erhalten wir:

$$Z_{\text{aus}} = 4 \cdot 5,7/8 = 2,85\Omega.$$

Vorteilhaft bei dieser Messmethode im Vergleich zur „on-off-Methode“ ist: Es werden hier keine Spannungen voneinander abgezogen (Abziehen verringert die Messgenauigkeit). Wir erhalten exaktere Ergebnisse, was vor allem bei hohen Dämpfungsfaktoren (niedriges Z_{aus}) von nicht zu vernachlässigender Bedeutung ist. Nachteilig ist mit Sicherheit die Notwendigkeit eines zuverlässig arbeitenden zusätzlichen Verstärkers zu Ansteuerung des zu untersuchenden Gerätes.

Da normalerweise bei Röhrenverstärkern nicht mit allzu hohen Dämpfungsfaktoren zu rechnen ist, reicht die einfacher durchzuführende „on-off-Methode“ im Allgemeinen vollständig aus.

Was besagen nun die Messungen von Z_{aus} ? Es wurde bereits an anderer Stelle darauf hingewiesen, dass der Dämpfungsfaktor u.a. die Räumlichkeit und die Richtungswahrnehmung des Klangbildes nachhaltig beeinflusst, günstige Dämpfungsfaktoren sind so gesehen sicher für die Ausprägung eines bestimmten Klangcharakter maßgeblich. Mit den geschilderten Messmethoden ist man in der Lage festzustellen, ob ein bestimmter Verstärker die gewünschten Anforderungen zu erfüllen vermag.

Noch einige weitere Anmerkungen an dieser Stelle: Der Dämpfungsfaktor ist von der Ausgangsleistung abhängig. Ich messe stets in der Umgebung von 1W, da in den allermeisten Fällen in diesem Leistungsbereich abgehört wird. Es wird kaum zu erwarten sein, dass bei geringeren Leistungen der Dämpfungsfaktor allzu sehr abweicht. Messungen bei maximaler Leistung können andere Werte des Dämpfungsfaktors ergeben, was ich mit DDFD kenntlich machen möchte. Die Gründe dafür werden sehr schnell deutlich, wenn man den Übergang von Klasse-A-Betrieb in Klasse-B näher betrachtet (eine Endröhre schaltet jeweils wechselseitig aus und die Primärseite des Ausgangsübertragers ist nur für die eine Hälfte wirksam).

Zusätzlich ist der Dämpfungsfaktor auch frequenzabhängig. Sowohl bei sehr hohen, als auch bei sehr tiefen Frequenzen nimmt der Dämpfungsfaktor etwas ab. Das hängt im Wesentlichen mit abnehmender Gegenkopplung oder mit sich ändernden Impedanzen der Koppelkondensatoren, der Selbstinduktion L_p oder der Streuinduktivität L_{sp} des Ausgangsübertragers zusammen. Versuche also stets, den Dämpfungsfaktor im elementaren Bereich von 20Hz bis 20kHz konstant zu halten, sonst kann eine „boomige“, verschwommene Basswiedergabe bei gleichzeitig klarer Höhenwiedergabe das unerwünschte Resultat sein. Eine kontrollierte Messung von Z_{aus} ist also durchaus erwünscht um zu kontrollieren, ob der Dämpfungsfaktor einigermaßen konstant bleibt.

Kapitel 14 Zur Messung des Verstärkungsfaktors

Eine Verstärker verstärkt - aber, wie misst man das und auf was muss man dabei achten?

14.1 Die Verstärkung in den Vorstufen

Ein vollständiger Verstärker setzt sich aus mehreren Stufen zusammen. Für jede einzelne Stufe (jede einzelne Röhre) möchte man den Verstärkungsfaktor, den Frequenzbereich und den Aussteuerungsbereich genau bestimmen.

14.1.1 Trenne zunächst die Gegenkopplung auf!

Wenn man innerhalb des Verstärkers, pro Röhrenstufe, Messungen durchführen möchte, ist es erforderlich, zunächst (falls vorhanden) die Über-alles-Gegenkopplungsschleife aufzutrennen. Sonst gehen in die Messung nicht allein die interessierende Verstärkung des Eingangssignals, sondern auch die Korrekturspannungen und eventuell auftretende Fehlspannungen messverfälschend mit ein.

14.1.2 Messe immer mit einem 10:1-Messkopf!

Die Impedanzen im Zusammenhang mit Vorverstärkerröhren sind in aller Regel vergleichsweise hochohmig, dies sowohl gitterseitig als am Ausgang an der Anode. Wenn beispielsweise an der Anode die Verstärkung messend erfasst werden soll, dann bilden die angeschlossenen Meßschnüre eine unvermeidbare, zusätzliche kapazitive Belastung. Bei einer Messfrequenz von 1kHz werden in dieser Hinsicht noch keine Probleme auftreten, bei höheren Frequenzen jedoch (20kHz und höher) entsteht durch eben diese kapazitive Belastung im Zusammenwirken mit dem effektiven Innenwiderstand der Röhre ein zusätzliches Filter. Dieses Tiefpassfilter verursacht eine unerwünschte, durch den Messvorgang erfolgte Abschwächung, die im Verstärker unter realen Betriebsbedingungen so gar nicht auftritt. Der dadurch verursachte Messfehler wird bei Verwendung eines 10:1-Tastkopfes vernachlässigbar, da die Eingangskapazität deutlich geringer ist als die der üblichen 1:1-Koaxial-Meßschnüre, bei denen man mit etwa 100pF/m rechnen muss.

14.1.3 Aussteuerungsbereich in den Vorstufen

Pro Stufe ist nicht nur ein bestimmter Verstärkungsfaktor maßgeblich, sondern ebenso wichtig ist ein sicherer (verzerrungsfreier) Aussteuerungsbereich. Verstärker sollten prinzipiell in der Weise entwickelt und dimensioniert werden, dass der tatsächliche Aussteuerungsbereich etwa doppelt so groß wie der eigentlich erforderliche wird (6dB *headroom*), eine Bedingung, die zu überprüfen ist. Bei Einhaltung dieser Vorgabe wird sichergestellt, dass bei Übersteuerung allein die Endstufe (Endröhren und Ausgangsübertrager) den begrenzenden Faktor darstellt, und nicht etwa die ansteuernden Vorstufen. Diese ganzen Probleme spielen insbesondere bei gegengekoppelten Verstärkerentwürfen eine zentrale Rolle.

14.2 Verstärkung der Endstufe

Unter der Sektion *Endverstärker* werden die Leistungsendröhren plus Ausgangsübertrager verstanden.

Es existiert eine recht einfache Methode, um die Verstärkung der Endstufe zu berechnen und zu messen. Angenommen, die negative Gittervorspannung der Endröhren sei so eingestellt, dass die korrekten Ruhestrome fließen. Wir bezeichnen diese Vorspannung mit U_{neg} . Die Maximalamplitude der Signalspannung an jedem Steuergitter wird dann U_{neg} , da die Gitter (zumindest gilt das für Standardentwürfe) niemals positiv werden dürfen, weil sonst bis ins Gitterstromgebiet angesteuert würde, was aus Verzerrungsgründen unbedingt zu vermeiden ist.

Setzt den Fall, die Ausgangsleistung über Z_L sei bereits gemessen worden, dann können wir durch Umstellung der Formel

$$P_{\max} = (U_{\text{eff,aus}})^2 / Z_L.$$

$U_{\text{eff,aus}}$ berechnen und durch Multiplikation mit $\sqrt{2}$ die Amplitude der Ausgangsspannung bestimmen. Die Verstärkung der Endstufe ist dann durch den Zusammenhang

$$A_{\text{Endstufe}} = (U_{\text{eff,aus}} \cdot \sqrt{2}) / U_{\text{neg}}$$

gegeben.

Der beschriebene Berechnungsweg (es kann selbstverständlich auch mit Hilfe des Oszilloskops gemessen werden) besitzt den großen Vorteil, dass weder die Verstärkung der Endröhren, noch die durch den Ausgangsübertrager verursachte Abschwächung bzw. die Ausgangsimpedanz des Verstärkers bekannt sein müssen. Diese Methode beachtet lediglich die ein- und ausgangsseitigen Spannungsverhältnisse und betrachtet im Übrigen die gesamte Endverstärkersektion als *black box*, deren innere Verhältnisse unberücksichtigt bleiben können.

Kapitel 15 Verzerrungen

Man unterscheidet zwischen zwei Formen von Verzerrung. Bei der *linearen* Verzerrung wird eine Frequenz mehr oder weniger im Vergleich zu einer anderen verstärkt oder abgeschwächt. Darauf wollen wir in diesem Abschnitt aber nicht weiter eingehen, im Zusammenhang mit den Messungen bezüglich des Frequenzbereiches ist dazu schon einiges gesagt worden. In diesem Kapitel werden wir uns mit den *nicht-linearen* Verzerrungen genauer auseinandersetzen, die dadurch gekennzeichnet sind, dass der Verstärker selbst Frequenzen mit bestimmten Amplituden produziert. Beispielsweise sind uns ja die 2. und 3. Harmonische bereits bekannt. Wird ein Verstärker mit 1000Hz angesteuert, treten ausgangsseitig sowohl 2000Hz (SE-Verstärker), als auch 3000Hz (PP-Verstärker) mit freilich geringen Amplituden zusätzlich auf, die im Ursprungssignal nicht vorhanden waren. Wie lassen sich diese Verzerrungsprodukte messtechnisch bestimmen und wie wirken sie sich auf die Qualität des Klangbildes aus?

Die im Folgenden beschriebenen Messverfahren basieren hauptsächlich auf den Möglichkeiten, die der Computer und die zugehörige Soundkarte bieten. Als Software werden die Programme ARTA und STEPS aus dem Programmpaket von Mateljan eingesetzt (s. dazu Abschnitt 10.2.2). Zunächst aber ein ...

15.1 ... warnender Hinweis!

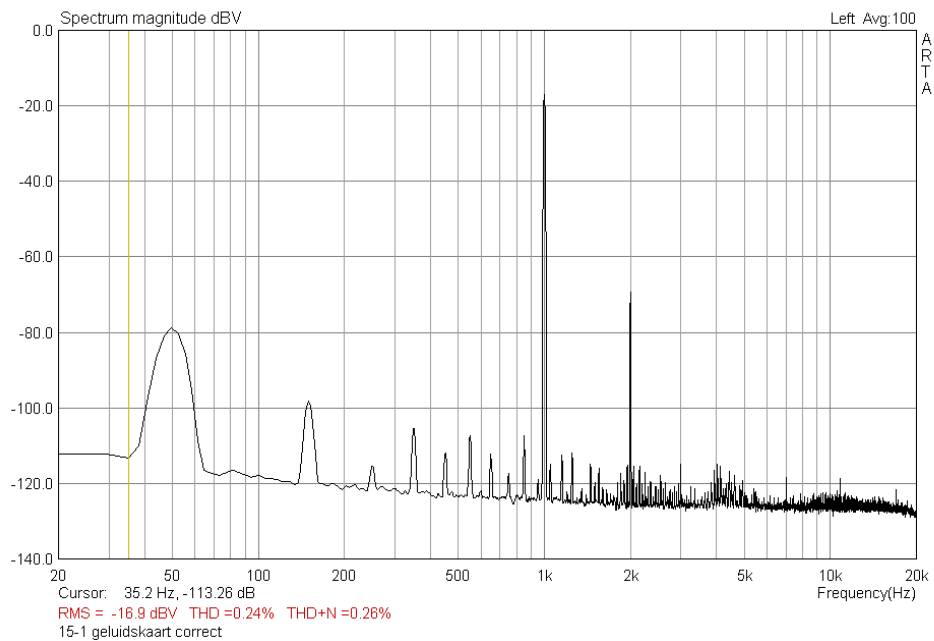
Schon früher habe ich darauf aufmerksam gemacht, dass bei Computermessungen unbedingt ein Abschwächer (Potentiometer) eingesetzt werden muss, um Schäden an der Messapparatur und an der Soundkarte zu verhindern. Ich möchte zeigen, was passiert, wenn man die Soundkarte übersteuert.

Der Ausgang der Soundkarte eignet sich bei diesen Messungen hervorragend als Sinus- oder Rauschgenerator. Der Ausgang wird mit dem Eingang des zu untersuchenden Verstärkers verbunden, mit Hilfe des Oszilloskops wird am Output des Verstärkers kontrolliert, bei welchem Spannungsniveau die Messung durchgeführt werden soll, beispielsweise bei einer Belastung von 8Ω und 1W Ausgangsleistung ($=8V_{pp}$). Die Einstellung erfolgt über den Lautstärkeregler des Verstärkers oder mit einem zwischen dem Soundkarten-Ausgang und dem Verstärkereingang geschalteten Abschwächer.

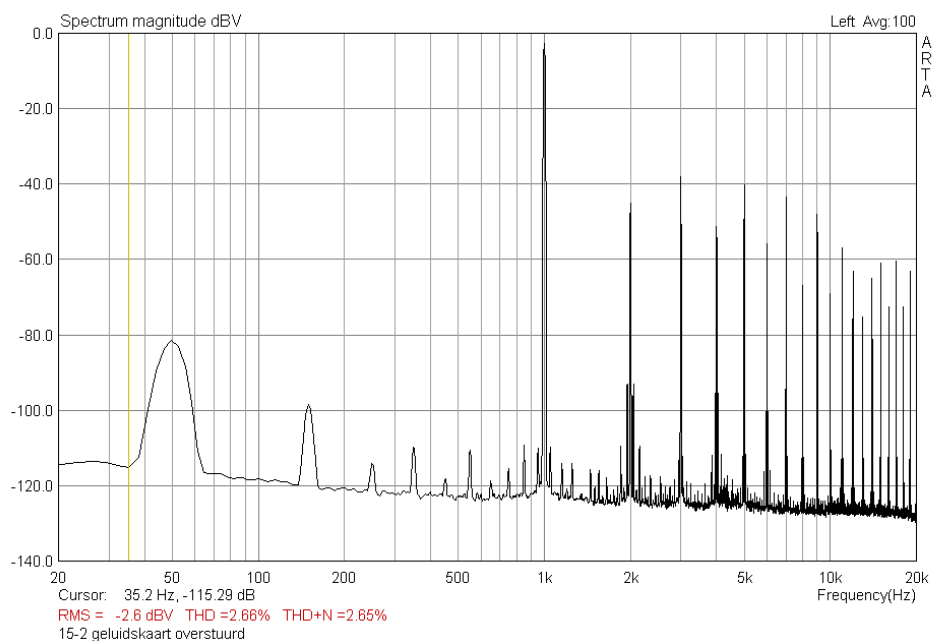
Das Ausgangssignal des Testverstärkers wird über einen Abschwächer seinerseits an den Eingang der Soundkarte gelegt. Jetzt kann man auf zweierlei Weise festlegen, wie groß das von der Soundkarte zu verarbeitende Signal sein soll. Die Regelung kann einerseits über den Bildschirm softwaremäßig, aber auch über den eingangsseitigen Abschwächer manuell erfolgen. Die zweite Methode wird von mir deshalb bevorzugt, da die Bedienung eines Potiknopfes vergleichsweise schneller und eindeutig komfortabler erfolgen kann.

Die folgende Messung basiert auf der korrekten Ansteuerung meiner Soundkarte (Sound Blaster, Audigy @ Z5 Notebook, Creative Labs) mit einem Niveau von $-20dB_v$ (Programm: ARTA; Messung: SPECTRUM). Anschließend wird das Spannungsniveau auf fast $0dB_v$ erhöht, um zu sehen, was passiert. Die Soundkarte wird am - durch Dioden geschützten - Eingang zwangsläufig übersteuert und kann den hohen Signalpegel nicht mehr einwandfrei verarbeiten. Sie produziert selbst drastische Verzerrungen, die um einige Größenordnungen höher sind als die des zu untersuchenden Verstärkers selbst. Deshalb wähle ich die bereits beschriebene Methode der manuellen Abschwächung über ein Potentiometer um sicherzustellen, dass das Eingangs-Spannungsniveau sicher bei $-20dB_v$ ($100mV_{eff}$) liegt. Nur dann nämlich ist eine optimale Signal-Verarbeitung bei gleichzeitig geringster Verzerrung

garantiert. Wichtig ist, die jeweiligen technischen Eigenschaften der eigenen Soundkarte genau zu kennen, um bei den durchzuführenden Messungen Ergebnissicherheit zu garantieren.



15-1: Korrekt eingestelltes Eingangsniveau (-20dB_v) bei der Soundkarte



15-2: Inkorrekt eingestelltes Eingangsniveau (0dB_v)

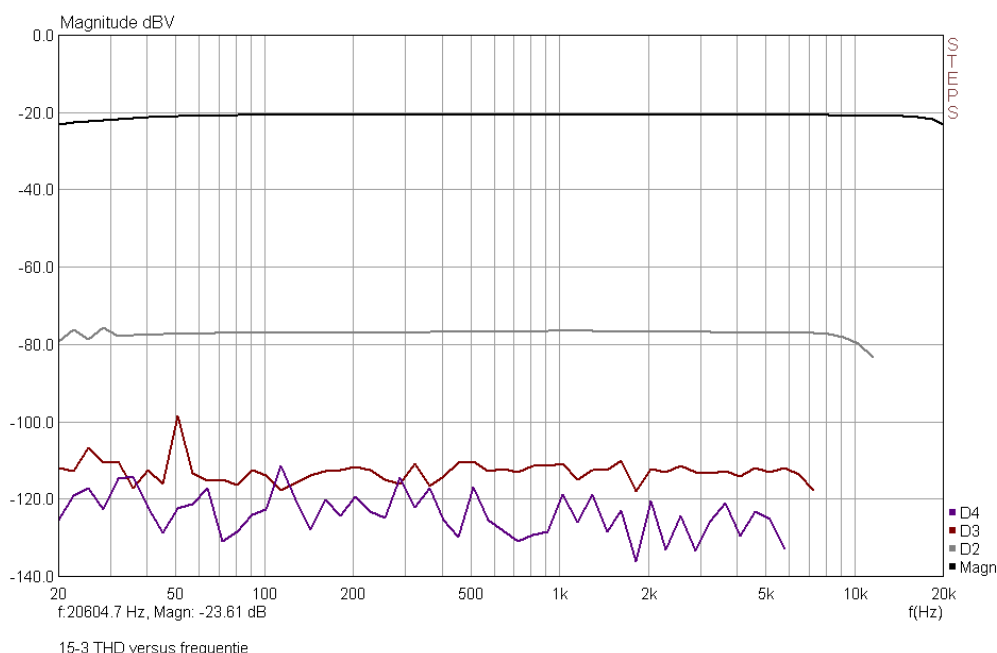
Auffällig ist bei beiden Messungen (Bilder 15.1 und 15.2) das Auftreten einer 50Hz Brummkomponente, die durch die Soundkarte, und nicht durch den untersuchten Verstärker verursacht wurde.

15.2 Analyse harmonischer Verzerrungen

Die folgenden Messungen werden mit dem Programm STEPS von Mateljan durchgeführt.

15.1.1 Harmonische Verzerrungen als Funktion der Frequenz

Im Standardmodus von STEPS werden die Verzerrungen bei unterschiedlichen Frequenzen, aber konstantem Ausgangsniveau gemessen. Es wird also die THD(f) bei gleichbleibender Amplitude erfasst, wie das auf dem folgenden Bild dargestellt ist.



15-3: Harmonische Verzerrung in Abhängigkeit von der Frequenz bei konstantem Ausgangsniveau von 1V_{eff}. DUT (device under test) = Vanderveen MCML05-Verstärker.

Die obere Kurve gibt den Verlauf des ursprünglichen Ausgangssignals (Grundton) wieder, darunter sind die zur des 2., 3. und 4. Harmonischen gehörenden Grafen dargestellt.

Die Soundkarte arbeitete mit einer Samplingfrequenz von 44,1kHz, d.h. der Messbereich ist auf $44,1/2 = 22\text{kHz}$ beschränkt.

Die Messung der 2. Harmonischen erstreckt sich bis $22/2 = 11\text{kHz}$, da die oberhalb von 11kHz generierten 2. Harmonischen auch oberhalb von 22kHz liegen, und die kann die Soundkarte nicht mehr verarbeiten. Vergleichbares gilt für die Bestimmung der 3. Harmonischen, deren Bereich auf $22/3 = 7,3\text{kHz}$, der der 4. auf 5,5kHz beschränkt bleibt.

Wie müssen die Ergebnisse nach dieser Messmethode nun interpretiert werden? Bis 11kHz wird erfasst, wie groß der Anteil der auftretenden 2. Harmonischen ist, oberhalb dieser Frequenz lassen sich keine Aussagen treffen. Bezüglich der Einstellung der Messanordnung aber war das eine kluge Wahl, was für die anderen Harmonischen natürlich in gleicher Weise gilt.

Wie müssen wir die Messung hinsichtlich des erhaltenen Ergebnisses interpretieren? Man kann unmittelbar erkennen, dass das Auftreten der einzelnen Harmonischen von der Frequenz weitgehend unabhängig ist, sie bleiben offenbar für jede Frequenz annähernd konstant. Dies stellt einen eindeutigen Hinweis darauf dar, dass der Verstärker bei einem weiten Übertragungsbereich eine sehr geringe lineare Verzerrung aufweist.

Den Klirrfaktor kann man wie folgt berechnen: Das Niveau der 2. Harmonischen liegt bei -76dB, die Grundschiwingung bei -20dB, d.h., es tritt die Harmonische um 56dB abgeschwächt auf. Wir erhalten:

$$\text{Niveau 2. Harmonische} = 10^{-56/20} = 1,58 \cdot 10^{-3} = 0,158\%.$$

Der hier vorgestellte Rechenweg stellt die Umkehrung der bereits bekannten $20\log(x)$ -Berechnung dar. Wir rechnen von dB über 10er-Potenzen zurück zu einem linearen Verhältnis, was in diesem Fall schließlich in einer Prozentangabe ausgedrückt wird. Eine solche Rechnung wird uns in diesem Kapitel häufiger begegnen, es gilt der allgemeine Zusammenhang:

$$a = b \cdot \log(c) \rightarrow c = 10^{a/b}.$$

Für die 3. und 4. Harmonische gilt gemäß der obigen Ausführungen:

$$\text{Niveau 3. Harmonische} = 10^{-90/20} = 3,16 \cdot 10^{-5} = 0,00316\%$$

$$\text{Niveau 4. Harmonische} = 10^{-100/20} = 10^{-5} = 0,001\%.$$

Wie zuverlässig sind die gewonnen Messdaten? Dazu blicken wir auf Bild 15.1. Man erkennt, dass das Grundrauschen der Soundkarte bei ungefähr -120dB liegt, die 3. Harmonische liegt noch darüber, während die 4. Harmonische bereits innerhalb des Rauschniveaus anzusiedeln ist. Deutlich wird das auch am sprunghaften, deutlich unsteten Verlauf der Messkurve. Nun wurde zwar mittels Frequenzfilterung gemessen (per Berechnung wird um jede Frequenz ein schmales Bandfilter gelegt), dennoch müssen die Messungen, die in das Grundrauschen übergehen, äußerst vorsichtig interpretiert werden. Aus diesem Grund sind die Ergebnisse bezüglich der 2. und 3. Harmonischen ausreichend aussagekräftig, hinsichtlich der 4. Harmonischen aber durchaus zweifelhaft. Andererseits erreichen wir hier bereits Größenordnungen, bei denen es fast unerheblich ist, ob der Wert 0,002 oder 0,0005% beträgt. Üblicherweise treten die höheren Harmonischen grundsätzlich mit sehr geringen Anteilen auf, die in aller Regel vernachlässigt werden können.

Wie müssen die Ergebnisse im Hinblick auf ihre (subjektive) akustische Wahrnehmbarkeit interpretiert werden? Die Anteile der 3. und 4. Harmonischen sind dermaßen gering, dass ich sie bei unserer Betrachtung unberücksichtigt lasse. Richten wir unsere Aufmerksamkeit auf die 2. Harmonische, die 0,158% bei einer Ausgangsspannung von $1V_{\text{eff}}$ beträgt. Der bei diesem Test eingesetzte Vorverstärker steuert eine Endstufe, die bei voller Ausgangsleistung einen Klirrfaktor von ungefähr 1% erreicht. Der Vorverstärker erzielt demnach bei Maximalleistung einen 6-mal geringeren Klirrfaktor als der Endverstärker. D.h., das Klirrverhalten des Endverstärkers ist dominant und überdeckt somit die im Vorverstärker auftretenden Verzerrungen. Bereits in einem anderen Kapitel habe ich darauf hingewiesen, dass man im Mittel üblicherweise mit 1 Watt abhört. Da der prozentuale Klirrfaktor der Ausgangsspannung proportional ist, tritt gehörmäßig erst bei P_{max} der genannte Klirrfaktor von 1% THD des Endverstärkers in Erscheinung. In der Umgebung von 1W sind die Verzerrungen anteilmäßig um einige Größenordnungen geringer und deshalb akustisch nicht mehr wahrnehmbar.

Der zuletzt geäußerte Gedankengang allerdings ist nicht ganz unproblematisch, was ich mit den folgenden Überlegungen verdeutlichen möchte. Hans van Maanen (Lautsprecherentwickler; Webseite: www.temporalcoherence.nl) und ich debattierten unlängst über die Wahrnehmbarkeit von Verzerrungen, die durch Verstärker verursacht werden, welche Lautsprecher treiben, die deutlich höhere Klirrprodukte erzeugen (manche bis zu 10% THD). „Wie soll es unter solchen Bedingungen möglich sein, Unterschiede zwischen Verstärkern mit 0,1% und 1% Klirrfaktor herauszuhören?“

Angesichts der Tatsache, dass sowohl Hans van Maanen als auch ich durchaus Unterschiede zwischen den beiden genannten Verstärkern akustisch wahrnehmen konnten, kann man offensichtlich nicht sagen, dass das Lautsprecher-Klirrverhalten die Verzerrungen des Verstärkers dominiert und

überdeckt (maskiert). Nach längerer Diskussion kamen wir dahinter, dass ein Verstärker direkt (gleichzeitig), ein Lautsprecher dagegen zeitlich geringfügig verzögert verzerrt, was durch resonanzbedingte Einschwingvorgänge des Konus verursacht wird. Bei einem plötzlich auftretenden Impuls bleibt ein kleines Zeitfenster, innerhalb dessen die Lautsprecherverzerrung sehr gering bleibt, die Verstärkerverzerrung allerdings dominant ist. Kurze Zeit später dominiert dann der durch den Speaker hervorgerufene Klirr. Offensichtlich spielen bei diesen äußerst komplexen Vorgängen nicht nur die Frequenz-, sondern auch die Zeitverhältnisse eine wichtige Rolle. Auf die Bedeutung der geschilderten Beobachtungen bin ich bei der Durchrechnung der Gegenkopplung bereits früher gestoßen, vergl. dazu auch Kapitel 6.

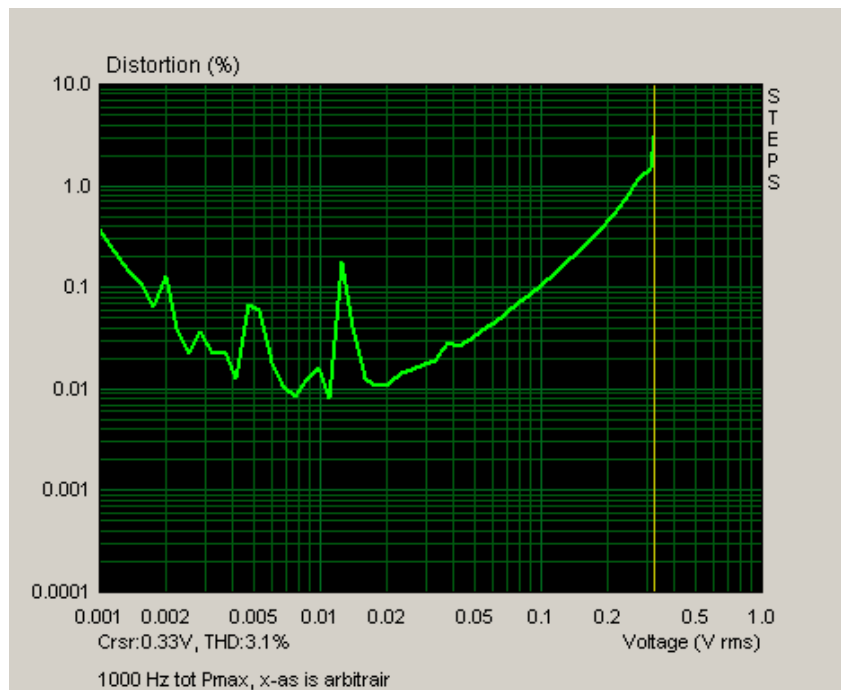
Kommen wir zurück zu meinen Überlegungen bezüglich der Wahrnehmbarkeit der durch den an eine Endstufe geschalteten Vorverstärker verursachten Verzerrungen. Hier haben wir es nicht mit Einschwingvorgängen und Resonanzen zu tun, dagegen aber mit Klirrprodukten, die auf die unvermeidbar nichtlinearen Eigenschaften der (aktiven) elektronischen Bauteile zurückzuführen sind. Eben dann tritt die bereits erwähnte Maskierung durch die Endstufe sehr wahrscheinlich in den Vordergrund, ein Ergebnis übrigens, das auch mit meiner eigenen, subjektiven (Hör-)Erfahrung übereinstimmt.

Schlussfolgerung: Die im Vorverstärker entstehenden Klirrprodukte können in aller Regel vernachlässigt werden.

15.2.2 Harmonische Verzerrungen in Abhängigkeit von der Amplitude

In der vorhergehenden Messung wurde die Amplitude des Ausgangssignals konstant gehalten, während das Klirrverhalten im Frequenzbereich zwischen 20Hz und 22kHz untersucht wurde. Im Verlauf des im Folgenden beschriebenen Messvorgangs werden dagegen die entstehenden Klirrprodukte des Ausgangssignals bei konstanter Frequenz ermittelt. Die Amplitude des Eingangssignals durchläuft den Bereich von einigen μV bis ungefähr 1V und wird ebenfalls messtechnisch überwacht, so dass eine Zweikanal-Messung erforderlich wird. Im Programm STEPS werden die erforderlichen Optionen mit dem Button „Record“ eröffnet.

Ein paar Hinweise bezüglich der Messanordnung. Der Ausgang der Soundkarte wird über einen Abschwächer an den Eingang des Endverstärkers gelegt und steuert gleichzeitig den rechten Eingang der Soundkarte. Der Verstärkerausgang liegt - ebenfalls über einen Abschwächer - am linken Soundkarteneingang. Die Soundkarte misst demnach rechtskanalig die Verstärker-Eingangsspannung (grafisch dargestellt auf der horizontalen Achse des Koordinatensystems) und linkskanalig (vertikale Achse) die Höhe der Verzerrung. Vergleichen Sie dazu das folgende Bild.



15-4: THD des VDV-SPT70-Verstärkers bei 1kHz. (Soll das Messergebnis ausgedruckt werden, sollte man lieber den Schwarz-Weiß-Modus wählen, um teure Farbpatronen einzusparen)

Bei dieser Messung stechen ein paar Besonderheiten ins Auge. Bei einer Eingangsspannung von 0,3V scheint der Verstärker in die Übersteuerung zu geraten, während der Klirrfaktor anschließend drastisch zunimmt. Diese 0,3V sind über den Abschwächer *nicht* justiert, was aus meiner Sicht auch ohne Bedeutung ist. Aus anderen Messungen ist nämlich bekannt, dass der untersuchte Verstärker maximal 60W liefern kann; bei der gelben, vertikalen Linie liefert der Verstärker eben diese 60W. Dann kann ich für jede andere Eingangsspannung die zugehörige Ausgangsleistung aus der Grafik ermitteln und die entsprechende THD ablesen.

Ein Beispiel:

Die Ausgangsleistung ist dem Quadrat der Eingangsspannung proportional. Angenommen, bei einer Eingangsspannung U_1 (= 0,3V) stelle sich eine Ausgangsleistung P_1 (= 60W) ein. Bei einer anderen Eingangsspannung U_2 ergebe sich eine Ausgangsleistung P_2 (= 1W). Dann gilt:

$$U_2 = U_1 \cdot (P_2/P_1)^{0,5}$$

$$U_2 = 0,3 \cdot (1/60)^{0,5} = 0,04V.$$

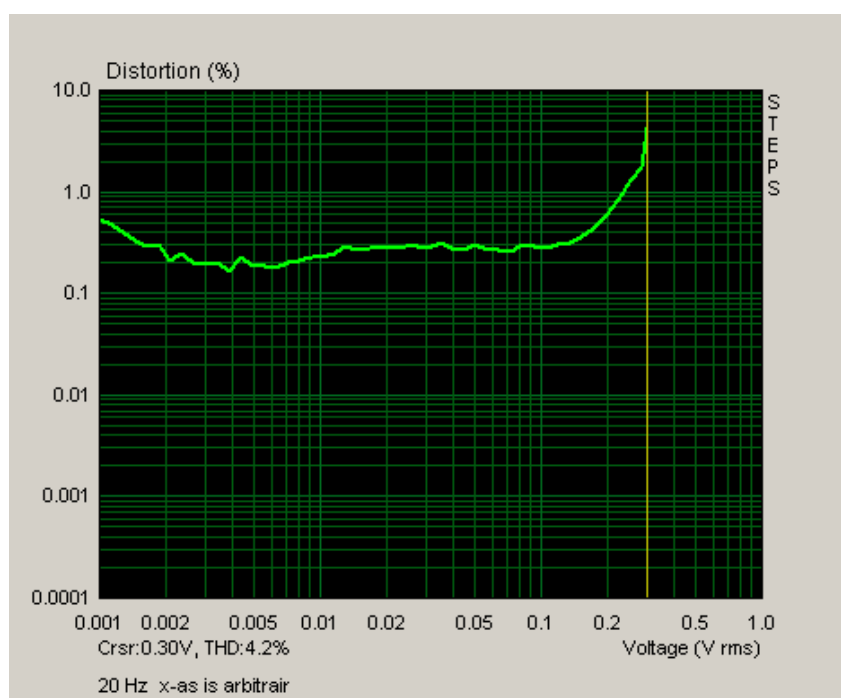
Nach der Messung ergibt sich, dass dieser Verstärker bei 1kHz und maximaler Leistung etwa 1% THD, bei 1W aber lediglich 0,03% produziert. Wenn man also bei 1W Ausgangsleistung hört, wird der Klirrfaktor äußerst gering. Eine vollständige Beschreibung dieses Verstärkers findet der interessierte Kursteilnehmer im Kapitel 8 meines zweiten Buches „High End Röhrenverstärker - 2“.

Weiterhin scheint bemerkenswert, dass unterhalb von 0,01V Eingangsspannung der Klirrfaktor scheinbar ansteigt. Das trifft aber so nicht zu, denn was in diesem Messbereich mit einfließt, ist der konstante Betrag von Rauschen und Brummen, der bei geringen Signalamplituden in steigendem Maße verhältnismäßig störender in Erscheinung tritt. Bedauerlich ist bei dieser Messung, dass rechentechnisch um die Harmonischen der Messfrequenz keine Bandfilter wirksam sind. Dann wäre nämlich unmittelbar deutlich geworden, dass bei sinkender Eingangsspannung die Verzerrung kontinuierlich zurückgeht. Diese Messung ist deshalb nur bis hinunter zu 0,01V zuverlässig, unterhalb

dieser Spannung sogar unbrauchbar. Es ist wichtig, dass dem Anwender diese Einschränkung bewusst ist.

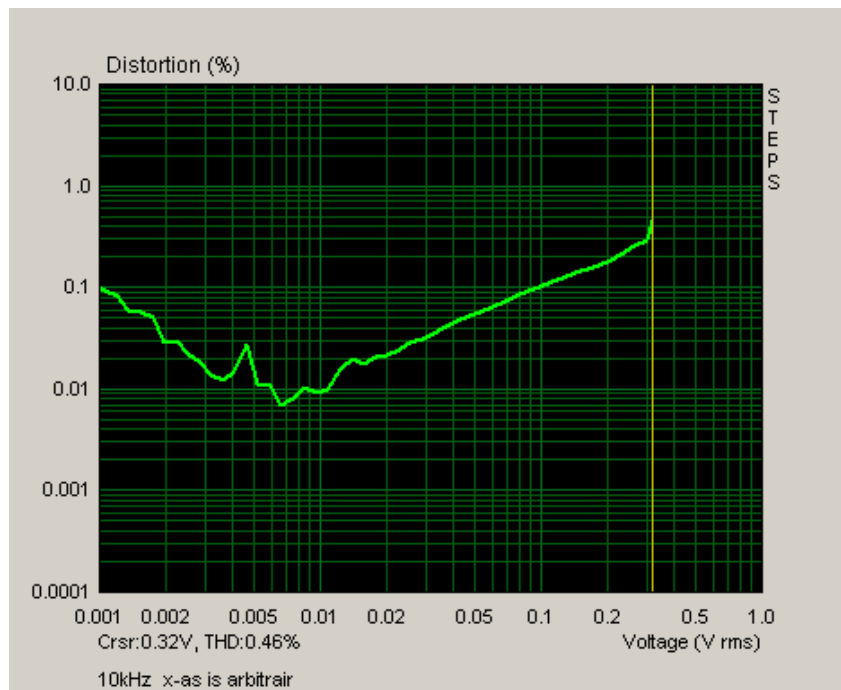
Kurz oberhalb von 0,01V Eingangsspannung wird ein auffälliger Peak erkennbar, wo kommt der her? Es könnte sich um eine Unregelmäßigkeit in meiner Soundkarte handeln (was allerdings deshalb eher unwahrscheinlich ist, weil der Peak dann auch bei anderen Messungen hätte auftreten müssen). Auch könnte während der Messdauer ein Störsignal wirksam gewesen sein (was durchaus denkbar ist, da solche kurzzeitigen Störimpulse im Netz auftreten können). Auf solche Störimpulse verschende ich aber, da sie unvermeidbar sind, keine Zeit.

Wie sehen die Messergebnisse bei 20Hz und 10kHz aus? Höhere Messfrequenzen ergeben nämlich keinen Sinn. Betrachten wir dazu das folgende Bild.



15-5: THD bei 20Hz in Abhängigkeit von der Eingangsspannung.

Es ist unmittelbar deutlich, dass der 50Hz-Brumm die Messung unterhalb von 0,15V unbrauchbar macht. Das ist bedauerlich, da ein schmalbandiges Filter rund um die höheren Harmonischen an dieser Stelle äußerst nützlich gewesen wäre. Jedoch schreibt die Definition der THD-Messung vor, dass alle Frequenzen mit Ausnahme der Grundfrequenz messtechnisch erfasst werden müssen - so eben auch das Netzbrummen. Ich werde deshalb die Definition von THD-Messungen wohl ändern müssen, um brauchbarere Resultate zu erhalten, aber diese Idee fällt ganz sicher im Zusammenhang mit der vorliegenden Untersuchung aus dem Rahmen. Gleichzeitig wird deutlich, dass der Klirrfaktor bei 20Hz und 60W Ausgangsleistung lediglich 2% beträgt. Das ist ein exzellentes Resultat, da der Übertragerkern bei solch tiefen Frequenzen und gleichzeitigem Anstreben eines solch niedrigen Klirrfaktors außerordentlich belastet wird.



15-6: THD bei 10kHz in Abhängigkeit von der Eingangsspannung.

Bei 10kHz und 60W Ausgangsleistung liegt der Klirrfaktor bei lediglich 0,03%, was nicht erstaunlich ist. Der Übertragerkern wird bei dieser Frequenz nämlich kaum belastet, da sich die magnetische Induktion umgekehrt proportional zur Frequenz verhält. Der Ausgangsübertrager wird deshalb fast nichts zur Verzerrung beitragen. Die in diesem Bereich gemessenen Verzerrungsprodukte gehen offenbar fast ausschließlich auf die Nichtlinearitäten der Röhren zurück.

Zusammenfassung:

Die Messergebnisse sind streng genommen nur in der Umgebung von $P_{\max}$ zuverlässig, unterhalb dessen wirken Brummen und Rauschen, auch Störungen aus dem Lichtnetz nachteilig auf das Messergebnis ein. Dass bei geringeren Ausgangsleistungen auch der Klirrfaktor entsprechend zurückgeht, ist allgemein bekannt. Ich werde daran gehen, die Definition von THD-Messungen unter Einsatz moderner Computer-Rechentechniken neu zu überdenken, obwohl dazu momentan international keine gültigen Absprachen existieren. Womöglich aber werden die in dieser Broschüre dargestellten Überlegungen ein Ausgangspunkt sein. Ich meine jedenfalls, dass die häufig an anderer Stelle publizierten Messergebnisse nur eine sehr eingeschränkte Aussagekraft besitzen.

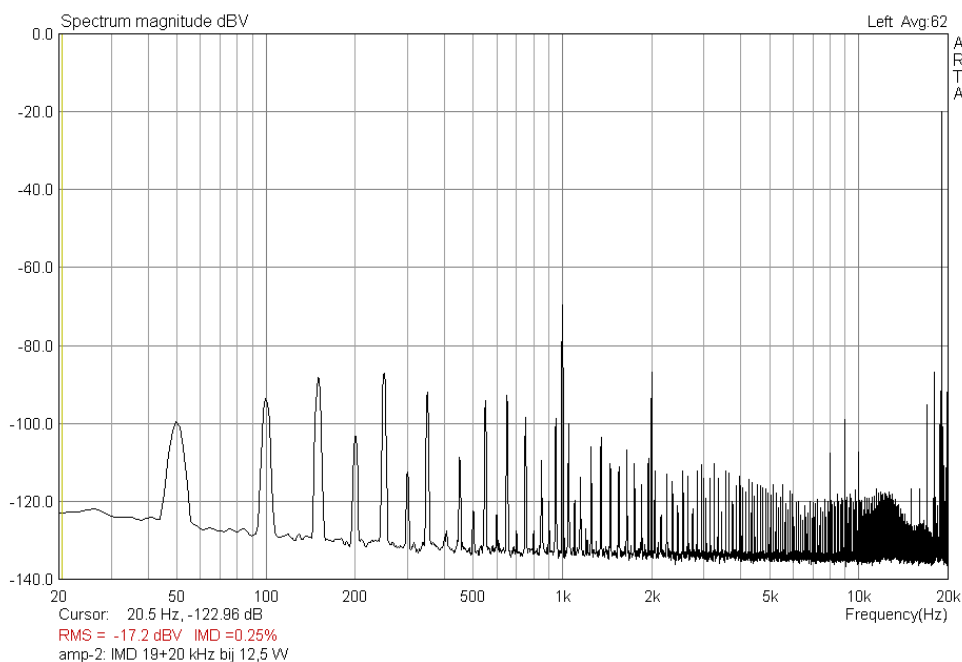
15.3 Intermodulationsverzerrungen

Da jeder Verstärker grundsätzlich nichtlinear arbeitet, produziert er „Nebentöne“. Den Nachweis dafür lassen wir hier einmal beiseite, da die physikalisch-wissenschaftliche Herleitung ausgesprochen komplex ist, so dass nur ein solch kluger Kopf wie mein Freund Pierre Touzelet (Paris) mit solchen Problemen souverän umzugehen vermag. Wir untersuchen hier nur den praktischen Fall, dass dem Verstärker zwei zusätzliche Frequenzen f_1 und f_2 zugeführt werden und der Verstärker selbst neue Frequenzen produziert, beispielsweise $(f_1 - f_2)$ oder $(2f_1 - 3f_2)$ usw. Dieses Verhalten nennt man Intermodulationsverzerrung, wobei wir hier die Betrachtung auf $(f_1 - f_2)$ beschränken wollen.¹

Gehen wir einmal von dem folgenden Fall aus: $f_1 = 20\text{kHz}$ und $f_2 = 19\text{kHz}$. Entsprechend der getroffenen Einschränkung entsteht dann das Intermodulationsprodukt $f_i = 1\text{kHz}$. Dieser niedrige

¹ Anmerkung des Übersetzers: Eine sehr anschauliche Darstellung der ganzen Verhältnisse findet der Interessierte übrigens bei Ratheiser, L.: „Rundfunkröhren - Eigenschaften und Anwendung“, Berlin, 1949; S. 80f.

Subton wird absolut nicht durch die Hauptfrequenzen überdeckt, da er weit außerhalb der Maskierungskurve liegt. Die folgende Messung zeigt ein Beispiel (gemessen mit ARTA, Einstellung „Spektrum“, Wahl „two tone“, Toneinstellung im Generatormodus):



15-7: Intermodulationsverzerrung beim SPT70 mit den Testfrequenzen 19kHz und 20kHz.

Die beiden Testfrequenzen besitzen die gleiche Amplitude (rechts in der Grafik nicht mehr sichtbar), deutlich erkennbar ist die 1kHz-Differenzfrequenz, die etwa 50dB (0,3%) schwächer auftritt als die beiden Hauptfrequenzen. In der Legende des Ausdruckes wird die Höhe der IMD mit 0,25% angegeben, was gut mit den berechneten -50dB übereinstimmt. Es treten auch zusätzliche IMD-Frequenzen von 2, 8, 9 und 10kHz auf und auch weitere nahe bei den beiden Messfrequenzen von 19 und 20kHz, welche allerdings gänzlich unter die Maskierungskurve fallen. Am deutlichsten tritt zweifelsfrei die Frequenz von 1kHz in Erscheinung, darauf wollen wir unsere Aufmerksamkeit richten.

Ich muss an dieser Stelle einen kurzen Gedankengang einfügen, um die Bedeutung von IMD-Verzerrungen herauszustellen. Unser Ohr arbeitet ebenfalls nichtlinear und produziert selbständig Intermodulationsverzerrungen, aus denen das Gehirn zusätzliche Informationen des Klangereignisses berechnet. Ein Beispiel dafür ist die sogenannte Gamalan-Musik mit Frequenzen weit oberhalb von 20kHz. Eigentlich kann unser Gehör diese hohen Frequenzen gar nicht wahrnehmen, aber ihre Unterdrückung bei der Wiedergabe fällt dennoch deutlich auf. Wie aber funktioniert unser Gehör in diesem Falle genau? Die oberhalb von 20kHz entstehenden Intermodulationsfrequenzen liegen *innerhalb* des Empfindlichkeitsbereiches unsers Ohres und prägen den spezifischen Klang der Gamalan-Musik mit. Zu dieser Problematik gehört auch die Diskussion darüber, ob die Bandbreite der CD von 22kHz ausreichend ist. Auf jeden Fall steht fest, dass die Frequenzen oberhalb von 22kHz aufgrund der entstehenden Intermodulationsprodukte einiges zur charakteristischen Ausprägung der Klangbildung beitragen.

Welche Schlüsse lassen sich aus den eben angestellten Überlegungen hinsichtlich der Übertragungsqualität von Verstärkern ziehen? Wir können nichts daran ändern, dass unser Ohr Intermodulationsfrequenzen erzeugt. Aber ein Verstärker darf diese spezifische Eigenschaft unseres Gehörs natürlich nicht übernehmen und sollte sicher keine hörbaren Verzerrungsprodukte erzeugen.

Meine Schlussfolgerung lautet: Intermodulationsverzerrungen wirken sich störender aus als harmonische Verzerrungen, da die entstehenden Obertöne bei der letzteren Verzerrungsart in einem harmonischen Verhältnis zur Grundwelle stehen (doppelte, dreifache Grundfrequenz usw.) und häufig unterhalb der Maskierungskurve liegen, wodurch sie akustisch weniger wirksam werden.

In welchem Ausmaß darf IMD auftreten? Ich selbst kann eine akzeptable Größenordnung nur schwer quantifizieren, ich weiß lediglich ungefähr, was hinnehmbar und was nicht mehr hinnehmbar ist. Ich orientiere mich weitgehend an der häufig gemessenen und für gut befundenen Norm von 1% IMD bei voller Ausgangsleistung. Die Höhe der auftretenden IMD ist der Ausgangsleistung reziprok proportional, so dass wir bei 1W von ihrer Nichtwahrnehmbarkeit ausgehen können. Außerhalb jeder messtechnischen Untersuchung existiert übrigens eine hervorragende, subjektive Testmöglichkeit mit Hilfe einer bekannten CD. Es handelt sich um „Amused to Death“ von Roger Waters, genauer um Track 6 („Late Home Tonight, Part I), bei dem in der Einleitung Vogelgesang und Gitarre zu hören ist. Bei lauter Wiedergabe des Vogelgesanges werden „dunkle“, deutlich unterscheidbare Klanganteile hörbar; das sind die IMD-Produkte des Verstärkers. Bei meiner Entwicklungsarbeit versuche ich, die Verstärker so zu dimensionieren und abzugleichen, dass diese Klangbestandteile unhörbar werden (dann liegen die Intermodulationsverzerrungen bei 1W unterhalb von 0,1%).

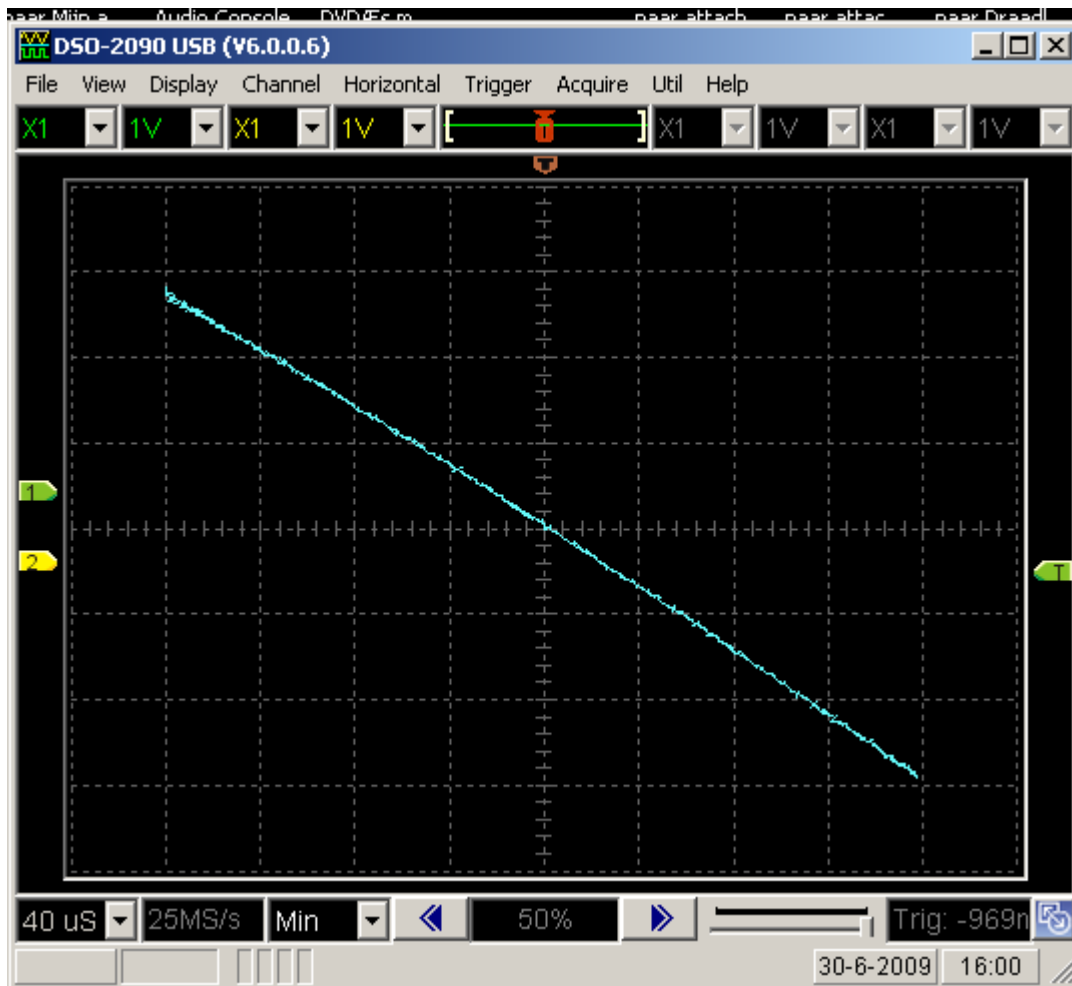
In dem vorgestellten Beispiel habe ich mit Testfrequenzen von 19kHz und 20kHz gearbeitet. ARTE bietet jedoch auch noch weitere Testfrequenzen an, wie 13kHz und 14kHz bzw. 250Hz und 8kHz mit all den damit verbundenen Vor- und Nachteilen, auf die ich aber hier nicht weiter eingehen möchte. In jedem Fall muss bei der Spezifikation von Intermodulationsverzerrungen mit angegeben werden, mit welchen Testfrequenzen gemessen wurde.

15.4 Messung der Linearität

Wenn der Verstärkungsfaktor eines Verstärkers nicht konstant ist, arbeitet er nichtlinear. Dieser Eigenschaft kann man sich auf zwei Wegen annähern, wobei die Effekte jeweils unterschiedlichen Einfluss darauf haben, was wir hören.

15.4.1 Nachweis der Nichtlinearität durch Lissajous-Figuren

Dem Oszilloskop wird die Ausgangsspannung eines Verstärkers dem horizontalen, die Eingangsspannung dem vertikalen Kanal zugeführt (geht auch problemlos andersherum). Die Zeitbasis wird auf XY-Betrieb geschaltet, auf dem Schirm erscheint bei richtiger Einstellung der vertikalen und horizontalen Empfindlichkeit eine deutlich sichtbare Linie. Die Messung sollte übrigens mit einem 1kHz-Sinus-Testsignal durchgeführt werden, da dann die Phasenverschiebungen minimal sind und keine Ellipse auf dem Monitor erscheint. Wenn die entstehende Kurve eine Gerade ist, dann wird die positive Sinushälfte genauso hoch verstärkt wie die negative Flanke. Das folgende Bild zeigt ein Beispiel für einen ausgesprochen nichtlinear arbeitenden Verstärker.



15-8: Lissajous-Messung zur Überprüfungen der Verstärkerlinearität.

Dem ersten Eindruck entsprechend scheint die Kurve eine Gerade zu sein, aber das täuscht. Anhand der Rastereinteilung kann man bei genauem Hinsehen nämlich erkennen, dass die Kurve rechts unten ein wenig tiefer endet als links oben. Dieser Verstärker (ich habe ihn aus Demonstrationsgründen vorsätzlich unsachgemäß eingestellt) arbeitet deutlich nichtlinear. Dieser Mangel kann man bei einer Endstufe leicht durch eine exakte Justage des Phasendreher beseitigen (beim UL40 anhand von P_3 , s. Abschnitt 5.1.3). Die festgestellte Nichtlinearität ist die übrigens eine hauptsächliche Ursache für das Auftreten der 2. und 3. Harmonischen. Insbesondere beim Abgleich von Endverstärkern stellt die beschriebene Messmethode einen eleganten Weg zur Minimierung von Nichtlinearität und THD dar.

15.4.2 Nichtlinearität als Funktion der Eingangsspannung

Die Nichtlinearität, die wir jetzt vorstellen, unterscheidet sich von derjenigen in Abschnitt 15.4.1. Hier geht es um Schwankungen der Lautstärke und nicht um alineaes Arbeiten und die dadurch verursachten Verzerrungen.

Im nichtübersteuerten Zustand sollte der Verstärkungsfaktor konstant sein:

$$A = U_{\text{aus}}/U_{\text{ein}} = \text{const.}$$

Wir haben schon weiter oben erfahren, dass diese Bedingung bei einem Röhrenverstärker nicht zu jeder Zeit erfüllt wird. Offenkundig ist A abhängig von U_{ein} , was in der Form $A(U_{\text{ein}})$ notiert wird. Ich verweise auf die Abschnitte 2.2, 3.3.2, 3.3.3, 3.3.5, 3.4.4 und 6.1.

Im Programm STEPS kann man unter „Record“ die Option „Linearity function“ anwählen. Dabei handelt es sich um eine Zwei-Kanal-Messung, wobei dem linken Eingang der Soundkarte die Ausgangsspannung, dem rechten Eingang die Eingangsspannung des Verstärkers zugeführt wird. Der integrierte Sinusgenerator (Ausgang der Soundkarte) liefert das notwendige Testsignal für den zu untersuchenden Verstärker.

Von großer Bedeutung ist die gewählte Frequenz, bei der diese Messung durchgeführt wird. 1kHz Messfrequenz gibt Aufschluss über die Konstanz der Verstärkung der Röhrensektion, 70Hz stellen eine optimale Wahl für die Untersuchung der Arbeitsweise des Übertragers dar (siehe dazu die bereits früher angestellten Überlegungen in Bezug auf die Wiedergabe von Mikrodetails).

Da die praktisch durchzuführenden Messvorgänge in dem Ihnen zur Verfügung stehenden Begleitmaterial an unterschiedlichen Stellen bereits ausführlich vorgestellt wurden, erspare ich mir hier weitere Ausführungen. Darauf hinzuweisen bleibt, dass Schwankungen von $A(U_{\text{ein}})$ zwar Lautstärkeschwankungen, aber keine harmonischen Verzerrungen hervorrufen. Dann können z.B. Mikrodetails nicht mehr angemessen wiedergegeben werden. Ebenfalls treten unerwünschte Kompressionseffekte auf.

Kapitel 16 Messungen im Zeit- und Frequenzbereich

Weil sich die Elektronen in einem Röhrenverstärker mit einer hohen, aber endlichen Geschwindigkeit durch die elektronischen Komponenten vom Eingang zum Ausgang bewegen, kann man davon ausgehen, dass in jedem Fall eine sehr geringe, dennoch messbare Zeitdifferenz zwischen Eingangs- und Ausgangssignal auftritt. Im Ergebnis haben wir es mit Phasenverschiebungen zu tun, auf die wir in diesem Kapitel eingehen werden. Die enorme Rechengeschwindigkeit moderner Computer ermöglicht die Messung der sogenannten Sprungantwort (zeitverzögerte Reaktion eines Verstärkers auf einen kurzen Impuls), wodurch interessante Erscheinungen hinsichtlich der Zeit- und Frequenzdomäne genauer aufgedeckt werden können.

16.1 Phasenmessungen

Angenommen, das Signal werde in einem Verstärker um τ Sekunden verzögert (das Symbol τ weist immer auf eine sehr kurze Zeit hin, die im Bereich der Elektronenbewegung liegt). Bei einer Frequenz f wird sich dann zwischen Eingangs- und Ausgangssignal eine Phasenverschiebung von

$$\varphi = 360^\circ \cdot \tau \cdot f \quad [\text{Grad}]$$

ergeben.

Wenn das Ergebnis von φ exakt 360° beträgt, dann hat der Durchlauf des Signals genau die Zeit einer vollständigen Schwingung (Periode) der Frequenz f gedauert. Bei einer Phasendrehung von 180° wird ein Sinus zeitlich um die Hälfte einer vollen Periode verschoben, die positive Signalfanke ist dann negativ geworden und umgekehrt. Unter dieser Bedingung gegenzukoppeln bedeutet, dass aus der Gegenkopplung eine Mitkopplung wird, der Verstärker erzeugt selbsttätig Schwingungen, er wird zum Oszillator. In allen meinen Büchern habe ich immer wieder auf diese potentielle Gefahr hingewiesen.

Aber kommen wir auf unser eigentliches Problem zurück, lassen Sie uns das Phasenverhalten genauer untersuchen. Gehen wir einmal idealerweise von einem Verstärker und einem damit betriebenen Lautsprecher ohne jegliche Phasenverschiebung aus. Unsere Hörposition befindet sich 3m von den Lautsprechern entfernt, der abgestrahlte Schall wird unser Ohr mit einer Geschwindigkeit von 340m/s erreichen. Bei der angenommen Distanz wird der Schall dafür eine Zeit von $\tau = 3/340 = 8,8\text{ms}$ benötigen. Die Phasenverschiebung zwischen Schallaustritt aus dem Lautsprecher und dem Eintreffen am Ohr beträgt demnach:

$$\varphi = 360^\circ \cdot \tau \cdot f \quad [\text{Grad}]$$

Die Distanz zwischen Hörerposition und Lautsprecher ruft in genau der gleichen Weise Phasenverschiebungen hervor, wie das beim Durchlaufen des Signals durch den Verstärker auch geschieht.

Unsere Überlegung führt zwangsläufig zu folgender Frage: Wird die klangliche Wiedergabe auf irgendeine Weise (nachteilig) beeinflusst, wenn wir unseren Kopf näher oder weiter vom Lautsprecher entfernt bewegen? Die Phasenverhältnisse verändern sich bei den höchsten Frequenzen immerhin merklich. Aus meiner Sicht lautet die klare Antwort auf diese Frage eindeutig: Nein. Ich hoffe, es ist deutlich geworden, dass der Begriff „Phase“ und die häufig geführten Diskussionen darüber mit einem gesunden Misstrauen betrachtet werden sollten.

Ich möchte es noch prägnanter formulieren: Solange in einem Verstärker eine Verzögerungszeit von τ auftritt, diese konstant und von der Frequenz unabhängig ist, wird man das gehörmäßig nicht

feststellen können, während die Phasenverschiebung zwischen Ein- und Ausgang eines Verstärkers insbesondere bei hohen Frequenzen durchaus erheblich sein kann. Dennoch bleibt die Wiedergabequalität konstant und unabhängig davon, ob Zeitverzögerungen auftreten, wie sie sich selbstverständlich auch bei Veränderung der Abhörposition in Relation zum Lautsprecher einstellen. Das heißt, dass ich Phasenmessungen an einem Verstärker wenig interessant, wenig aussagekräftig finde, es sei denn, der Verstärker wird *mit Gegenkopplung* betrieben. Dann muss nämlich unter allen Umständen sichergestellt sein, dass die Gegenkopplung nicht zur Mitkopplung wird.

Warum und wann sind Phasenuntersuchungen von Bedeutung? Bei Lautsprechern z.B. sind zwei symptomatische Effekte zu berücksichtigen. Erstens muss die Verzögerungszeit des Woofers bei der Trennfrequenz der Lautsprecherweiche exakt genau so groß sein wie die des Tweeters bei der gleichen Frequenz. Sonst können im Übernahmegebiet unangenehme Frequenzauslöschungen auftreten, was einsichtigerweise unter gar keinen Umständen erwünscht sein kann. Zweitens ist aufgrund des komplexen Übertragungsverhaltens der Frequenzweiche und dem unterschiedlichen Verhalten von Woofer und Tweeter die Verzögerungszeit niemals wirklich konstant, sie wird nämlich frequenzabhängig, was in der Notationsweise $\tau(f)$ (τ in Abhängigkeit von f) deutlich gemacht wird. Es kann dann die Situation auftreten, dass tiefe Frequenzen stärker als die höheren Frequenzen verzögert werden, was den Gesamtklang (d.h. die Synchronität von Grund- und Obertönen) in gewisser Weise „zerreißt“. Solche Erscheinungen lassen sich exakt mit der sogenannten „differenziellen Phasenverschiebungs-Verzerrung“ beschreiben, die ein genaues Maß für den beschriebenen Effekt darstellt. Für den Röhrenverstärker sind solche Erscheinungen allerdings ohne Bedeutung, aus diesem Grund möchte ich die Überlegungen zum Nutzen der Messung von Phasenverschiebungen an dieser Stelle beenden.

Für die Praxis dagegen ist das Folgenden von Bedeutung: Wir haben bereits erfahren, dass die Verstärkung bei einer bestimmten unteren bzw. oberen Grenzfrequenz (f_{-3L} bzw. f_{-3H}) im Verhältnis zu 1kHz um -3dB zurückgeht. Zwischen diesen beiden Grenzfrequenzen und der Phase besteht ein eindeutiger Zusammenhang, der durch die folgenden Beziehungen beschrieben wird:

Bei f_{-3L} gilt: $\varphi(f_{-3L}) = +45^\circ$

Bei f_{-3H} gilt: $\varphi(f_{-3H}) = -45^\circ$.

Weiterführende Informationen über Phase, Verzögerungszeiten, Stabilität und mögliche Wahrnehmbarkeit von Phaseeffekten und absoluter und differenzieller Phase findet der interessierte Teilnehmer in meinem zweiten Buch, dort insbesondere in den Kapiteln 4 und 5.

Schlussbemerkung: Mithilfe des Programmes STEPS kann gleichzeitig die Frequenz- und Phasencharakteristik messtechnisch erfasst und in einem sogenannten Bode-Diagramm dargestellt werden.

16.2 Sprungantwort

Wir kommen zu einer sehr interessanten messtechnischen Untersuchung, die heute leicht mit leistungsstarken Computern durchgeführt werden kann. Nicht zuletzt aufgrund der innovativen und bahnbrechenden Arbeit von Richard C. Heyser konnten neue Messmethoden entwickelt werden, mit deren Hilfe beispielsweise sogenannte Dirac-Pulse messtechnisch sowohl im Frequenz-, als auch im Zeitbereich erfasst werden können. Der in der Fußnote genannten Anthologie habe ich einige kleine Textstellen aus dem englischsprachigen Artikel „Catastrophe Theory and its effects on Audio“ entnommen und übersetzt. Ich hoffe, dass allein schon durch diese kurzen Ausschnitte der innovative und bahnbrechende Gehalt der Heyser'schen Arbeit deutlich wird.

„Es ist durch Untersuchungen des Gehirns bewiesen, dass Musik und Sprache unterschiedlich wahrgenommen werden. Gesprochene Worte werden auf eine andere Weise gehört, als gesungene Worte. Auch ist der Nachweis der unterschiedlichen Wahrnehmung natürlicher Klangereignisse - ob nun Sprache oder Musik - infolge kultureller Unterschiede allgemein akzeptiert. Wenn diese Voraussetzungen zutreffen, ähnlich wie dies noch für viele weitere Spezifika unserer akustischen Wahrnehmung maßgeblich zu sein scheint, dann erhebt sich natürlich die Frage, wie wir mit unserer Wahrnehmungsfähigkeit ganz unterschiedlicher akustischer Ereignisse nun tatsächlich auditiv umgehen.“ (S. 166)

„Im letzten Abschnitt haben wir die die theoretischen Grundlagen besprochen und angenommen, dass diese auf die Probleme bei der Wahrnehmung von Klangereignissen anwendbar ist. In dieser Abhandlung möchte ich anhand eines einfachen Beispiels zeigen, wie eine solche Übertragung möglich ist“ (S. 171)

„Die Existenz von „Bimodalität“ von Antworten ist ein direkter Hinweis darauf, dass die Wahrnehmung von Qualität einen nicht-linearen Prozess darstellt. Das zeigt ebenfalls, dass objektive Messungen, die auf linearen Theorien basieren, dann unzureichend bleiben müssen, wenn wir nach stimmigen Korrelationen zwischen solchen Messungen und unserer subjektiven Wahrnehmung streben.“ (S. 175) ²

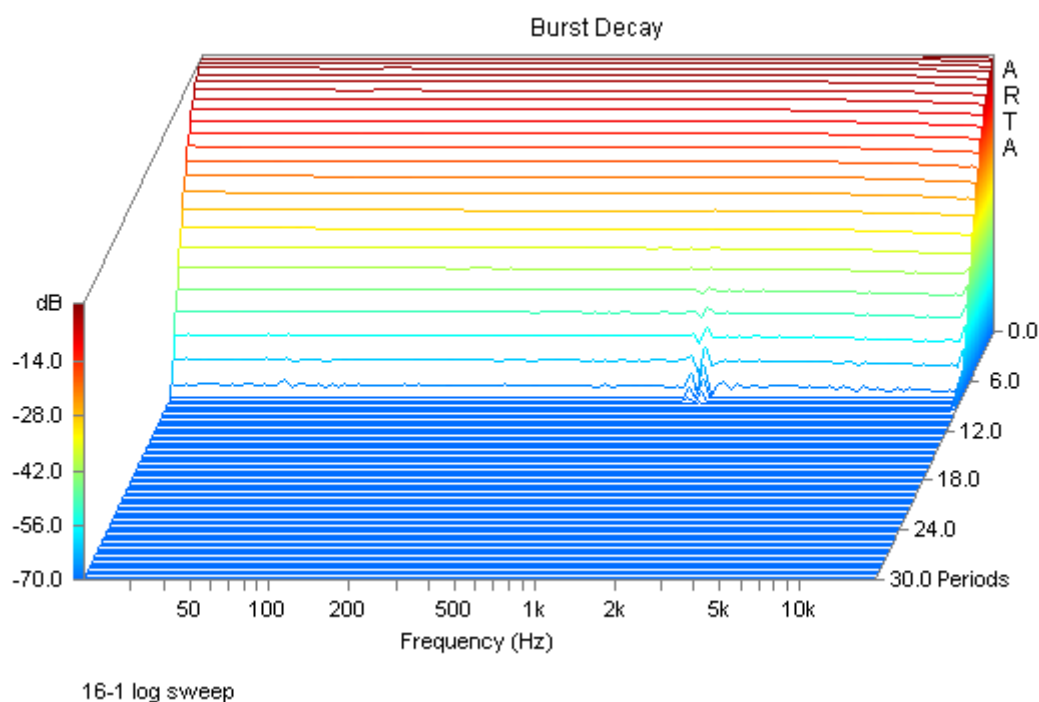
(Hinweis meinerseits: Auf dieses Problem werde ich im folgenden Kapitel noch weiter eingehen). Das Programm ARTA beinhaltet einige Bestandteile dieser neuen Messmethoden, die unter der Rubrik „Imp“ abgerufen werden können und die ich im Folgenden vorstellen und anwenden möchte.

² "Time Delay Spectrometry, an anthology of the works of Richard C. Heyser on measurement, analysis, and perception"; nachzulesen auf: www.aes.org.

16.2.1 Zum Meßsignal

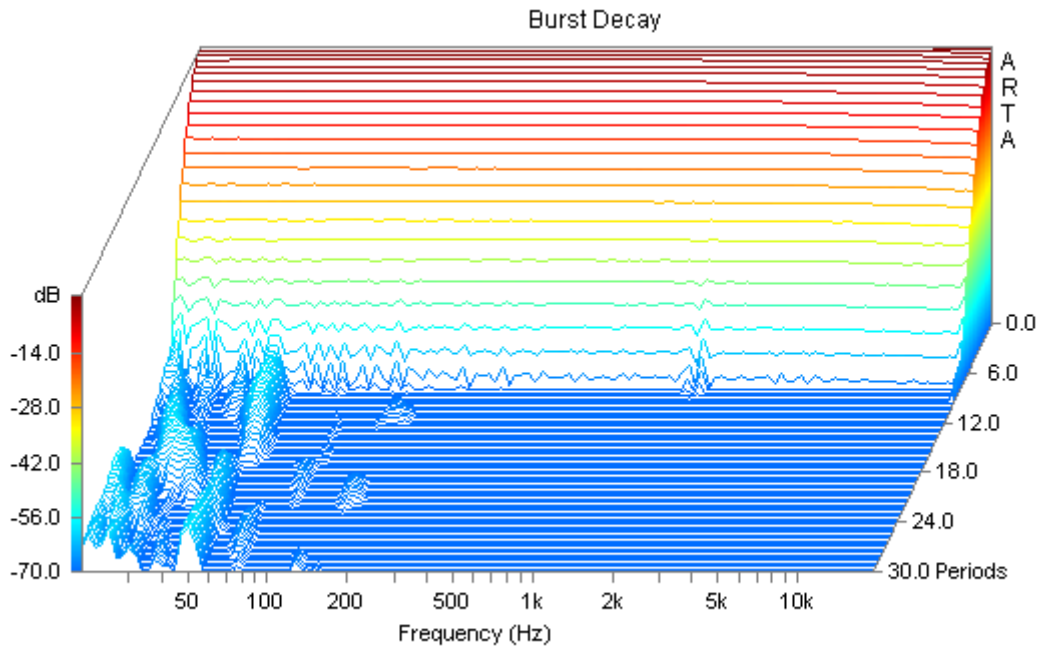
Es stehen drei Formen von Meßsignalen zur Verfügung, die dem zu untersuchenden Verstärker zugeführt werden können. Welches Signal das jeweils optimale ist, möchte ich anhand von Beispielen zeigen.

SWEEP: Dem Verstärker wird ein Sinuston mit ansteigender Frequenz, beginnend bei 20Hz und aufsteigend bis 20kHz, bei konstanter Amplitude zugeführt. Die Frequenzvariation kann linear oder logarithmisch erfolgen. Ich bevorzuge die logarithmische Frequenzänderung, da sie in Übereinstimmung mit der Empfindlichkeitskurve des Gehörs erfolgt. Das Signal/Rauschverhältnis ist bei dieser Messmethode ausgesprochen günstig. Bild 16.1 zeigt die Ergebnisse eines Burst Decay, ich werde später noch genauer darauf eingehen. Der Testverstärker war ein UL40-S2 mit Netzteildrossel, Autobias und einem experimentellen Ausgangsübertrager.



16-1: Burst Decay, gemessen mit logarithmischem Sweep

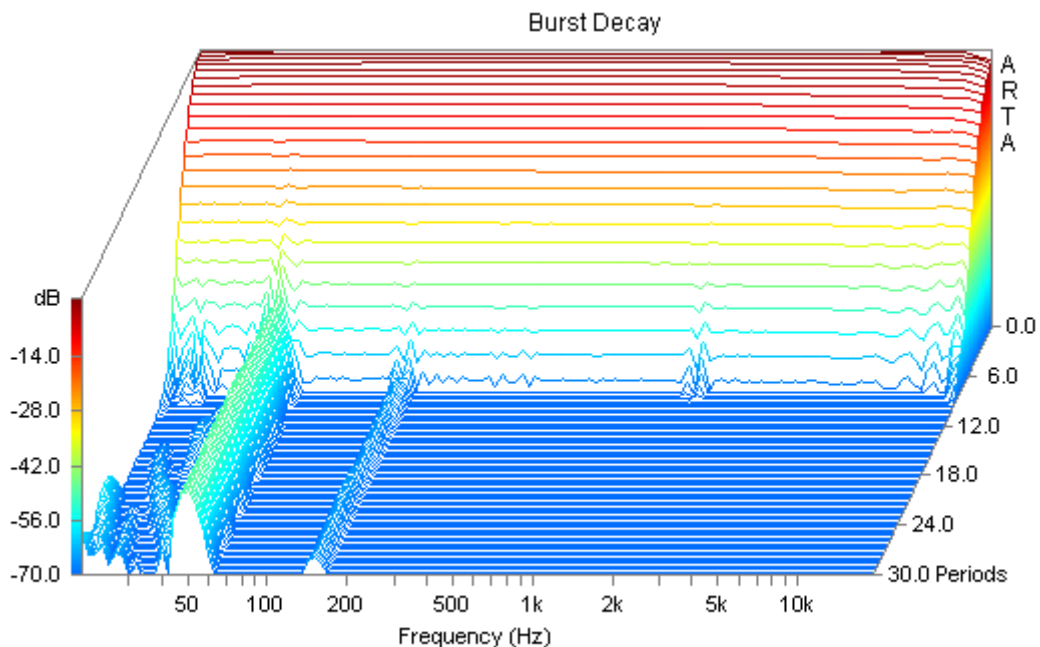
PERIODIC NOISE: Man hat die Wahlmöglichkeit zwischen weißem Rauschen (für Verstärker-Untersuchungen gut geeignet, bei Lautsprechern absolut nicht anzuraten, da die Tweeter gefährdet werden) und rosa Rauschen (wegen der in höheren Frequenzbereichen abnehmendem Rauschen für Lautsprechertest geeignet). Das Signal/Rauschverhältnis liegt hier etwas ungünstiger, wie man an der folgenden Abbildung erkennen kann.



16-2 periodic noise

16-2: Burst Decay, gemessen mit periodischem Rauschen

MLS: Der Verstärker wird über ein codiertes Rauschsignal angesteuert, das allerdings bei der Digital/Analog-Konvertierung vom Computer zum Analogausgang der Soundkarte Probleme bereiten kann. Man muss mit fehlerhaften Resultaten bei nichtlinear arbeitenden Verstärkern rechnen, wenn der Verstärker THD produziert, was aber natürlich bei jedem Verstärker der Fall ist. Betrachten Sie die Messergebnisse in der folgenden Abbildung.



16-3 MLS meting

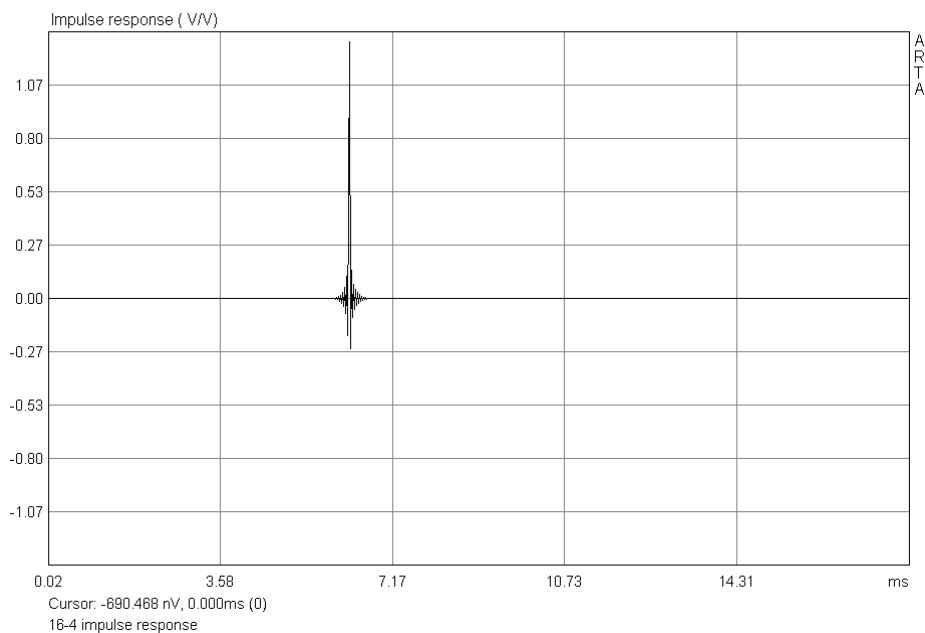
16-3: Burst Decay, gemessen mit MLS-Rauschen

Welches ist für Verstärkeruntersuchungen nun das geeignetste Meßsignal? Optimal ist wegen des großen Signal/Rausch-Verhältnisses (S/N) der logarithmische Sinus-Sweep. Für Untersuchungen von Lautsprechern oder akustischen Gegebenheiten im Abhörraum eignen sich das rosa Rauschen (periodic noise) und MLS gleichermaßen gut.

Die hier durchgeführten Messungen sind bezüglich der Messdauer (sequence length) nicht ganz unkritisch. Diese sollte möglichst groß gewählt werden, da sonst die Messergebnisse bei den tiefsten Frequenzen unzuverlässig werden.

16.2.2 Untersuchung des Zeit- und Frequenzbereiches

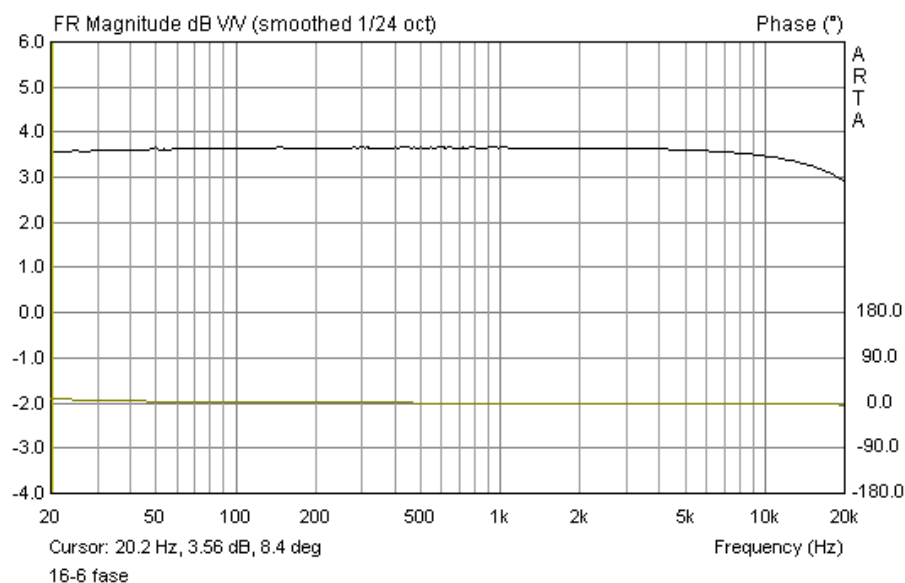
Mathematisch wird aus dem Sinus-Sweep die Impulsantwort abgeleitet, was der Computer in kürzester Zeit errechnet. Unter der Option „Help“ ist nachzulesen, welche mathematischen Prozesse dabei von Mateljan verwendet werden und im Hintergrund ablaufen.



16-4: Impulsantwort, gemessen mit logarithmischem Sweep

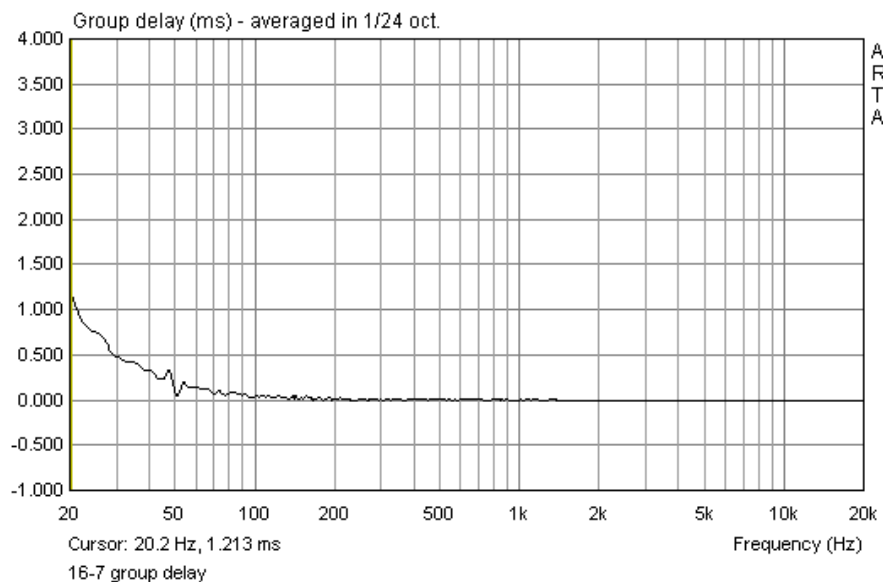
Das nadelförmige Signal enthält sämtliche Informationen des Frequenz- und Zeitverhaltens des untersuchten Verstärkers. Man kann z.B. unmittelbar die Frequenzcharakteristik bestimmen; darauf werde ich noch eingehen.

Auch Phasenverhalten und Gruppenlaufzeit (tieffrequent) folgen direkt aus der Impulsantwort.



16-5: Bode-Diagramm, berechnet aus der Impulsantwort.

Achten Sie bei dieser Berechnung genau darauf, dass der Cursor links auf 0,0ms steht, und die Verzögerungszeit (delay) des Impulses im zugehörigen Fenster direkt oberhalb der Grafik eingetragen ist, sonst erhält man unsinnige Ergebnisse. Die Verzögerungszeit entsteht kaum im Verstärker, sondern hauptsächlich im D/A- bzw. A/D-Wandler der Soundkarte. Diese Verzögerung muss folglich kompensiert werden, um die einzig interessierende Zeitverzögerung des Verstärkers zu ermitteln.

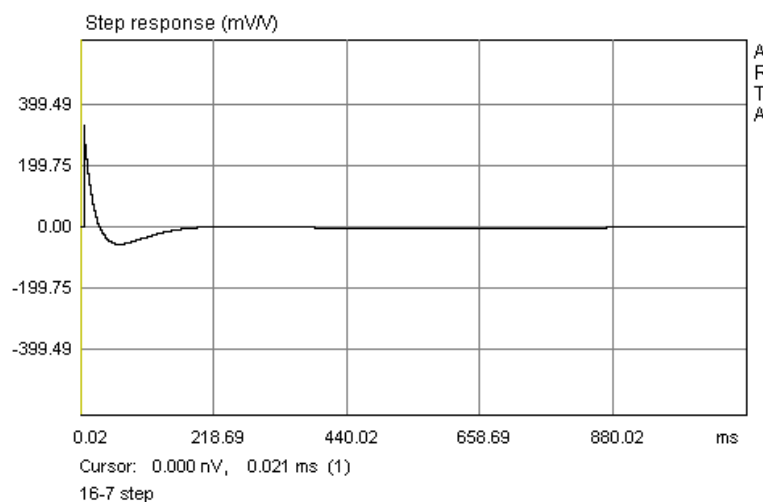


16-6: Gruppenlaufzeit, berechnet aus der Impulsantwort

Die tieffrequente Gruppenlaufzeit wird durch die Kapazität der Koppelkondensatoren im Zusammenwirken mit Leckwiderständen der Steuergitter und durch die Selbstinduktion der Primärwicklung des Ausgangsübertragers im Zusammenwirken mit den Innenwiderständen der Endröhren bzw. der Lautsprecherimpedanz verursacht.

16.2.3 „Langzeit“-Untersuchungen

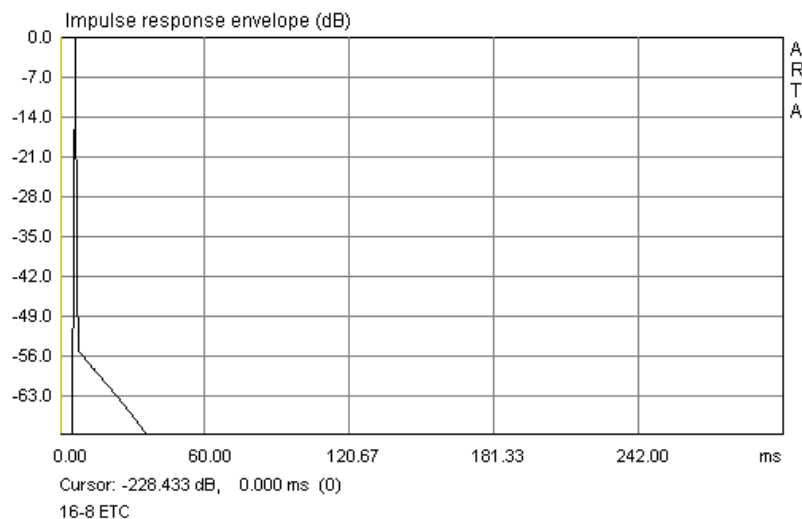
Aus Abbildung 16.4 folgt, dass der Verstärker durch ein äußerst kurzzeitiges Signal angesteuert wird, danach ist er still. Ist das tatsächlich so? Die folgende Grafik beweist, dass wir etwas genauer hinschauen müssen.



16-7: Step-Antwort

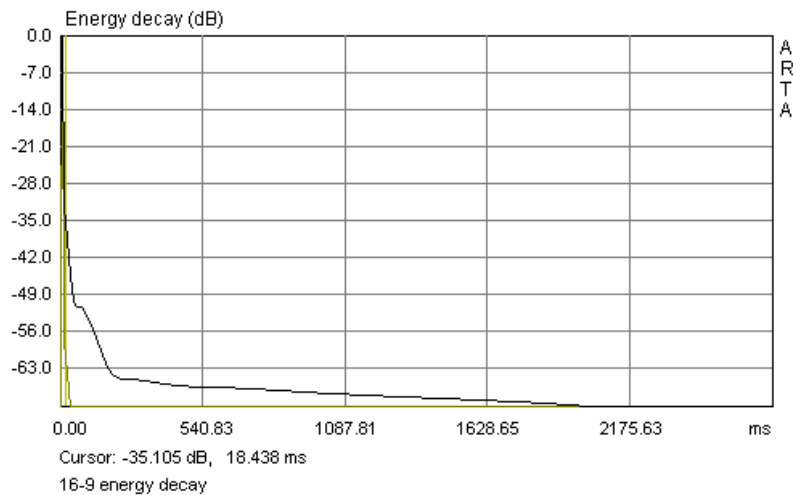
Bei der Berechnung der Step-Antwort wird das Übertragungsverhalten noch einige Zeit nach Ende des Impulses beobachtet und die auftretende Amplitude ermittelt. Offenbar schwingt das Signal noch eine gewisse Zeit nach, bis es schließlich zeitverzögert zur Ruhe kommt. Diesen Effekt habe ich übrigens noch nie bei meinen Röhrenverstärkern wahrgenommen, zumindest nicht so deutlich wie in dem dargestellten Beispiel. Zunächst kam mir deshalb in den Sinn, die hier getroffene Beobachtung spontan zu ignorieren, wovon ich aber zum Glück Abstand genommen habe. Weiteres Nachdenken brachte mich schließlich auf die Idee, dass die Soundkarte (vor allem der Eingangselko) für den beschriebenen Effekt verantwortlich sein könnte. Ein genauer Test der Soundkarte brachte es tatsächlich an den Tag: Nicht meine Verstärker verursachten die störenden Ausschwingvorgänge, sondern in der Tat die Soundkarte selbst. Ich halte dies alles hier in der Absicht fest, unseren Teilnehmern nicht ohne Grund eine gesunde Portion kritisches Misstrauen anzuraten. Die grafischen Darstellungen der computergestützten Messmethoden wirken oft bestechend präzise, gerade vielleicht deshalb sollten sie immer mit der notwendigen Vorsicht interpretiert werden.

Die folgende Grafik „Impulse Response Envelope“ (auch ETC (= „Energy Time Curve“) genannt)) ist im Prinzip die Umsetzung der Step-Antwort in dB, wobei es belanglos ist, ob die momentane Amplitude des Step positiv oder negativ ist. Vergleiche dazu das folgende Bild.



16-8: ETC bzw. „Impulse Response Envelope“

Die Berechnung „Energy Decay“ ermöglicht durch die Filterung von Messdaten im Frequenzbereich beispielsweise die pro Frequenzband auftretende Nachhallzeit etwa in einem Saal zu bestimmen. Bei Verstärkern spielt diese Option natürlich keine Rolle, ich möchte sie aber der Vollständigkeit halber hier genannt haben.



16-9: Energy Decay, in diesem Fall breitbandig ermittelt.

Die Resultate aus dem Abschnitt 16.2.3 bieten streng genommen wenig aufschlussreiche Informationen über Verstärker, es sei denn, man möchte herausfinden, ob die Elkos in der Spannungsversorgung oder die im Signalweg sitzenden Kondensatoren unerwünscht lange Entladungszeiten aufweisen (wie das in der Soundkarte auftrat). Demgegenüber sind solche Messungen extrem wichtig für die Erfassung der akustischen Verhältnisse im Abhörraum, da man mit deren Hilfe die Wirkungen von Direktschall und erste Reflexionen bzw. Hallereignisse nachweisen kann.

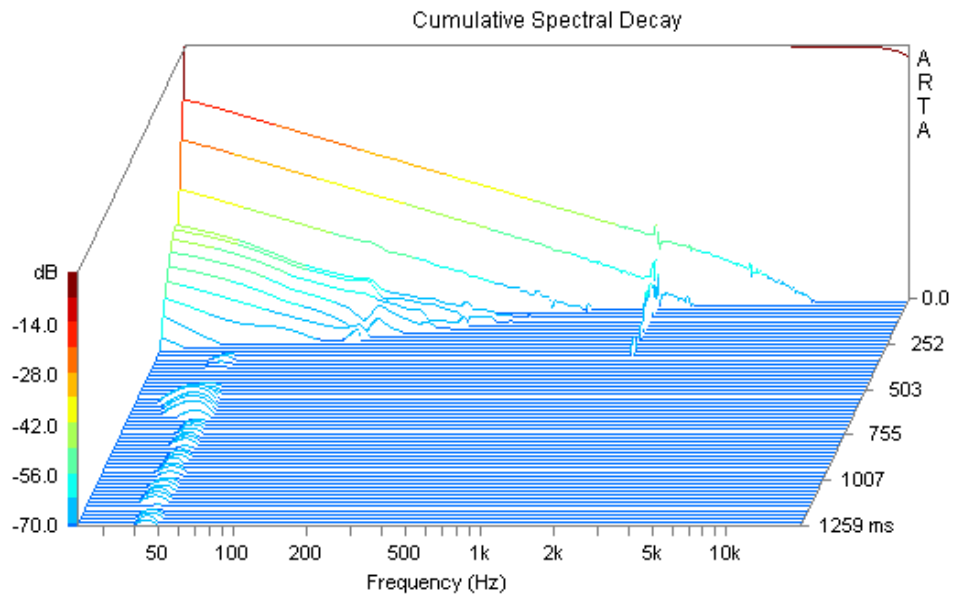
Alle ermittelten Messresultate aus 16.2.3 müssen hinsichtlich ihrer Gültigkeit und Zuverlässigkeit äußerst kritisch bewertet werden. Werden die Messparameter nämlich falsch gewählt, werden in den meisten Fällen unsinnige Ergebnisse auftreten - dann ist „messen sicher nicht wissen“.

16.2.4 Kombination von Zeit und Frequenz

Bei den anschließenden Untersuchungen wird es spannend, weil Frequenz und Zeit miteinander kombiniert werden.

Wir beginnen mit Cumulative Spectral Decay, vergl. dazu das nächste Bild. Bei Lautsprechern wird diese Methode eingesetzt, um deren Resonanzen zu ermitteln, aber auch bei Verstärkern kommt man zu sehr aussagekräftigen Ergebnissen.

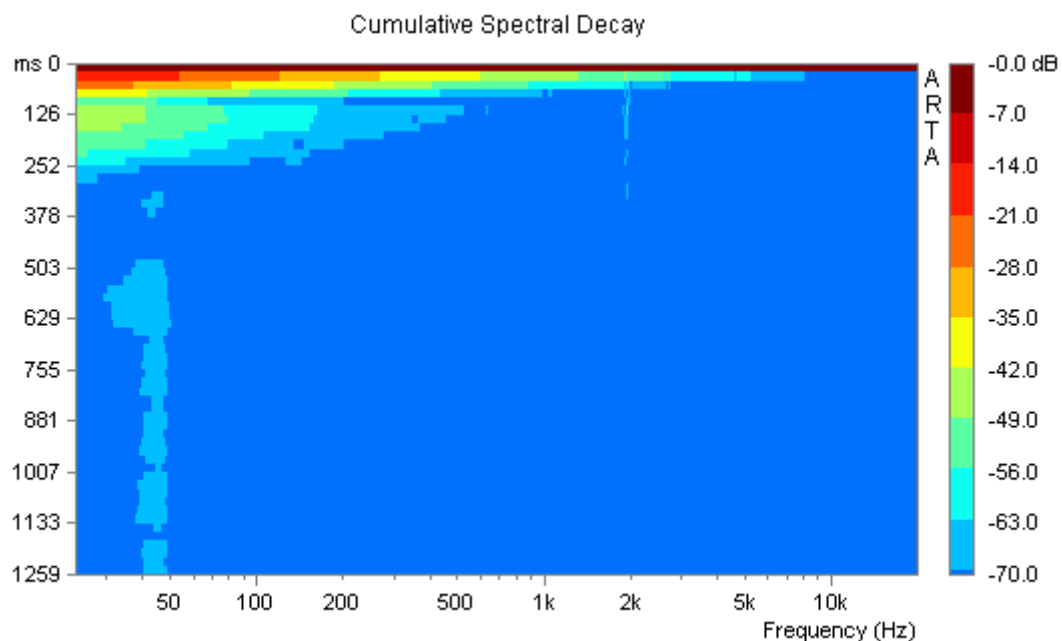
Der Dirac-Impuls wird dem zu testenden Verstärker zugeführt und sein Abklingverhalten vollständig erfasst. Die Darstellung im Grafikfenster verschiebt sich nach Beginn der Messung ständig der ablaufenden Zeit entsprechend weiter, und für jede Frequenz wird die auftretende Energie ermittelt. Damit wird es möglich, das zeitliche Abklingverhalten eines breitbandigen Signals darzustellen.



16-10 Waterfall

16-10: Cumulative Spectral Decay („Wasserfall-Darstellung“)

Wechselt man die Perspektive und betrachtet die Darstellung von oben, deuten die Farbunterschiede die zugehörigen Höhenunterschiede an.



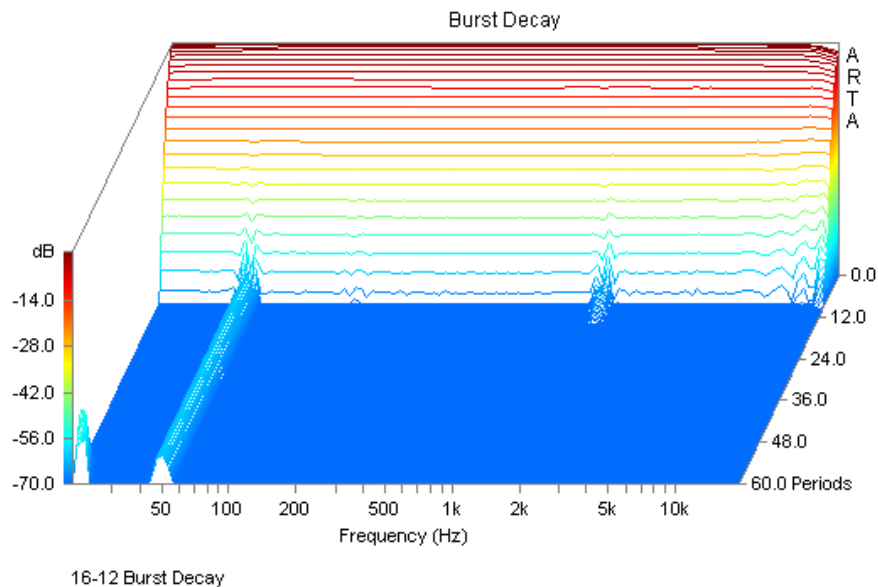
16-11 Sonogram

16-11: Cumulative Spectral Decay in "Sonogram"-Darstellung

Die Resultate sind sehr aussagekräftig. Zunächst springt eine kleine Resonanzspitze bei 2kHz ins Auge, die irgendwo im Experimentier-Übertrager entsteht. Zudem ist sichtbar, wie sich nach dem Impuls der Spannungsversorgungsteil im Gefolge der 50Hz des Lichtnetzes wieder auflädt. Man kann auch erkennen, dass die tiefen Frequenzen mehr Zeit benötigen, um vollständig abzuklingen, was logisch ist, da ihre Schwingungsdauer länger ist.

Der entscheidende Vorteil dieser Messmethode liegt darin, dass mögliche Resonanzerscheinungen eindeutig nachweisbar sind. Allein schon das dargestellte Beispiel lässt die Resultate deutlich erkennbar werden.

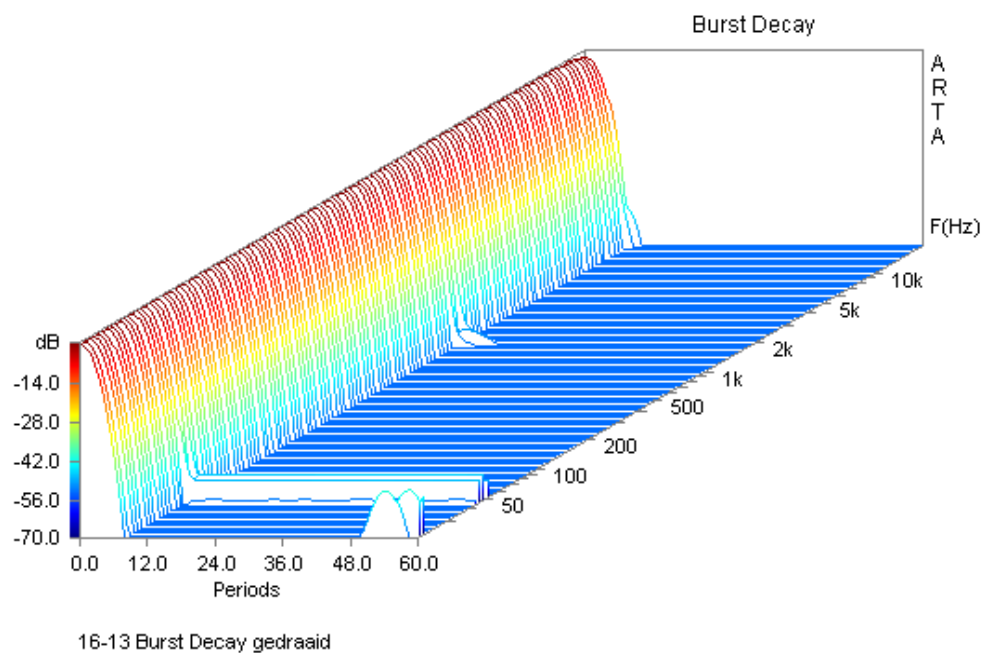
Eine weitere Möglichkeit, solche grafischen Darstellungsmöglichkeiten zu erzielen, bietet die Methode Burst Decay.



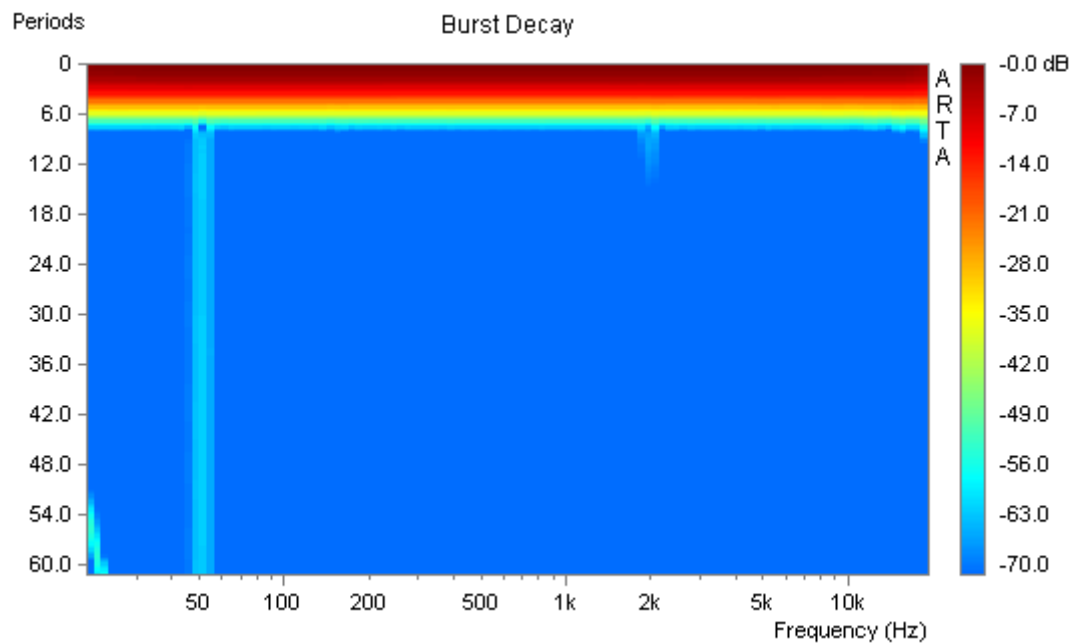
16-12: Burst Decay

Die Ergebnisse ähneln denen der zuletzt vorgestellten Messmethode, der Weg ihrer Ermittlung aber ist unterschiedlich. Hier werden Sinustöne mit fester relativer Bandbreite Δf gemessen, wobei pro Frequenz der Wert von $\Delta f/f$ konstant bleibt.

Die Darstellung kann auch gedreht werden, was in manchen Fällen von Vorteil ist.



16-13: Burst Decay, gedreht



16-13 Burst Decay Sonogram

16-14: Burst Decay Sonogram

Ich persönlich empfinde das Arbeiten mit Burst Decay angenehmer als mit Cumulative Spectral Decay, dessen korrekte Einstellung der vielen, sich gegenseitig beeinflussenden Parameter einigermaßen schwierig ist. Die Ergebnisse beider Programme bei Verstärkermessungen sind nahezu identisch, wie man anhand der Grafiken leicht nachvollziehen kann.

Welche Erkenntnisse vermitteln die erhaltenen Messergebnisse? Sie decken Resonanzerscheinungen und Ausschwingvorgänge auf, die deutlich erkennbar werden. Die Arbeitsweise der Programme ist dem unserer Ohren nicht unähnlich: Wir nehmen nämlich nicht allein die Höhe eines Tones wahr, sondern gleichzeitig auch, wie sie sich im Zeitbereich verhalten. Die vorgestellten komplexen Messmethoden lassen viel tiefere Einblicke als gängige Einzelmessungen oder separierte Frequenz- bzw. Zeituntersuchungen zu. Aus all den genannten Gründen sind die vorgestellten messmethodischen Herangehensweisen äußerst wertvoll.

Kapitel 17 Neue Messverfahren

An dieser Stelle scheint es sinnvoll, einen Moment innezuhalten und zu schauen, welche Messungen mit welchen Ergebnissen bis jetzt bereits durchgeführt wurden.

17.1 Kurzer Rückblick

1. Wir können den Frequenzgang überprüfen und fordern, dass er von 20Hz bis 20kHz reicht, wissen aber auch, dass es Abweichungen vom idealen Übertragungsverhalten gibt, die, wenn sie nicht allzu stark sind, von unseren Ohren kaum störend empfunden werden. Wir reden hier von breitbandigen Abweichungen im Bereich von $\pm 1\text{dB}$, die man zwar hören kann, an die sich aber unser Gehör durchaus gewöhnt. Anders ist es bei schmalbandigen Abweichungen, etwa Raumresonanzen, die man sehr deutlich wahrnehmen kann. Folglich ist die messtechnisch leicht überprüfbare Forderung nach einem ausreichend geradlinigen und weiten Übertragungsbereich sinnvoll, da dadurch die Klangeigenschaften eines Verstärkers maßgeblich mitbestimmt werden.
2. Der Dämpfungsfaktor stellt das entscheidende Maß dafür dar, inwieweit vor allem die Tieftöner durch den Verstärker kontrolliert werden („trockene“, direkte Basswiedergabe), ermöglicht aber gleichzeitig Aussagen über Räumlichkeit und Umhüllung usw. des Klangereignisses. Der Dämpfungsfaktor ist relativ einfach zu bestimmen und korrespondiert sehr gut mit dem gewonnen Höreindruck.
3. Die Konstanz der Verstärkung als Funktion des Ausgangssignals ist mithilfe des Computers leicht zu ermitteln und liefert Rückschlüsse auf die Übertragung und die Hörbarkeit von Mikrodetails bzw. eventuelle Kompressionseffekte bei hohen Signalamplituden, wenn die P_{max} -Grenze erreicht wird. Auch diese Größe korrespondiert gut mit dem Höreindruck.
4. Harmonische Verzerrungen können hervorragend exakt erfasst werden und sagen etwas über die entstehenden Obertöne (Harmonische) aus, die beim SE-Verstärker (2. Harmonische) als angenehm, beim Gegentaktverstärker (3. Harmonische) eher als unangenehm empfunden werden. Aus meiner Sicht liegt eine angemessene Grenze bei 1% THD und Vollaussteuerung. Bei üblichen Abhörlautstärken von durchschnittlich 1W werden die nichtlinearen Verzerrungen nahezu unhörbar. Der leicht ermittelbare Wert der THD korrespondiert sehr gut mit dem Gehörten, solange dieser im Bereich zwischen 0,1 und 1% liegt. Was wir unterhalb von 0,1% THD hören, ist mir unklar, womöglich zeigen sich hier Mängel in der Auflösung von klanglichen Details - sicher bin ich mir aber in diesem Punkte nicht.
5. Intermodulationsverzerrungen stören sehr viel deutlicher als THD. Man nimmt in der Tat zusätzliche Töne wahr, die kaum maskiert werden. Hinsichtlich dieser Verzerrungen arbeite ich mit dem gleichen Grenzwert wie bei THD. Intermodulationsverzerrungen sind eindeutig messbar, und es lässt sich wie bei THD bis zu einer gewissen unteren Grenze ein eindeutiges Verhältnis zwischen Messung und Hörerfahrung feststellen.
6. Untersuchungen des Phasenverhaltens sind aus meiner Sicht von nur untergeordneter Bedeutung, es sei denn, es geht um eine stabile Arbeitsweise des Verstärkers, die bei

Vorhandensein einer Gegenkopplung u.U. nicht ausreichend gewährleistet sein kann. Die Messungen lassen eindeutige Ergebnisse zu, die Korrespondenz mit der akustischen Wahrnehmbarkeit ist aber minimal.

7. Die Messverfahren Cumulative spectral decay und Burst decay stellen hervorragende Methoden dar, um Mikroresonanzen und Störgeräusche während leiser Musikpassagen aufzudecken. Hier ist die Relation zwischen Messen und Hören in gewisser Weise auch eindeutig. Man kann aufdecken, dass ebenso wie Frequenzmaskierung (Maskierung schwächerer Obertöne, die frequenzmäßig nahe bei starken Tönen liegen), auch in der Zeitdomäne Maskierungserscheinungen auftreten (Pre- und Postmaskierung), was eben zeigt, dass nicht alles auch hörbar ist, was wir messen können.

17.2 Ein neuer Weg?

Richard Heyser formulierte:

„... Qualität ist mitnichten ein linearer Prozess.... objektive, auf linearen Gleichungen (Theorien) basierende Messungen werden versagen, sobald wir nach einer eindeutigen Korrelation zwischen solchen Messungen und unseren subjektiven Wahrnehmungen streben.“³

Sämtliche hier präsentierten Messmethoden, mit Ausnahme der Untersuchungen zur Impuls-Antwort, basieren letztlich auf festen Messfrequenzen, sind demzufolge lineare Messungen. Aber existiert nicht noch ein weiterer Weg, die Eigenschaften von Verstärkern zu ermitteln? Ich denke an die Möglichkeit einer überprüfbaren, messbaren subjektiven Bewertung solcher Eigenschaften. Nach meiner Überzeugung gewinnt die subjektive Wahrnehmung und Wertung in unserer Zeit zunehmend an Bedeutung. Nehmen wir als Beispiel einmal unsere modernen Handys. Wollte man die Übertragungsqualität von Mobiltelefonen messen, würden die oben genannten, auf linearen Methoden fußenden Meßstrategien wegen der komplexen Umwandlungsprozesse, die das Audiosignal hier durchläuft, wohl kaum zu verwertbaren Ergebnissen führen. Vergleichbare Überlegungen ließen sich übrigens auch in Bezug auf MP3-Kodierung anstellen.

Unlängst (2009) erschienen im Rahmen des AES-Konvents in München zwei Papiere, die den skizzierten Sachverhalt aufgreifen.^{4,5}

Dobrucki betont, dass ein Verstärker mit exzellenten Messdaten nicht unbedingt die höchste Wertschätzung durch die Hörer erfährt. Schon sehr lange hatte ich den Eindruck, dass dieser Sachverhalt tatsächlich zutrifft, jetzt aber wird dieser Eindruck durch die genannte Untersuchung offenbar ausreichend untermauert. Herzog schlägt unter Angabe neuer, nachprüfbarer Parameter für die Festlegung von Qualitätsmerkmalen dem entsprechend vor, das Musiksinal selbst als Meßsignal einzusetzen. Die allgemeine Stimmung der Konvent-Teilnehmer in den Wandelgängen der Münchener Innenstadt war die, dass viele Experten bestätigten, dass die „alten Messmethoden“ uns nicht allzu viel mehr sagen und innovative Wege der Qualitätsfeststellung beschritten werden müssten.

³ Siehe Kap. 16.2

⁴ Andrzej Dobrucki u.a.: "Subjective and Objective Evaluation of the Audio Vacuum-Tube Amplifiers"; 126th AES Convention, 2009 Munich, paper 7806; (siehe www.aes.org; dort erhältlich)

⁵ Stephan Herzog: "Investigations of the effect of nonlinear distortions on psychoacoustical measures"; 126th AES Convention, 2009 Munich, paper 7751; (siehe www.aes.org; dort erhältlich)

Auf Grundlage des Papiers von Herzog möchte ich wenigstens beispielhaft zeigen, wie solche neuen Messmethoden aussehen könnten.

Als erstes fordert er, dass man die linearen Verzerrungen (Abweichungen vom Frequenzgang) messtechnisch unberücksichtigt lassen sollte. Stattdessen schlägt er vor, den Verstärker durch ein Musikstück anzusteuern und zwischen dem, was „hineingeht“ und dem, was „herauskommt“, zu vergleichen. Dabei seien die folgenden Parameter, die er mit mathematischen, mit Hilfe des Computers lösbaren Formeln exakt definiert, zu beachten:

1. Perceived loudness (wahrnehmbare „Lautheit“), ausgedrückt in *sones*.
2. Sharpness (Klangschärfe), ausgedrückt in *arcum*, wobei das Verhältnis der Intensität oberhalb von 4kHz im Vergleich zu tieferen Frequenzen bestimmt wird.
3. Roughness (Rauheit), ausgedrückt in *asper*; das Audiosignal wird durch ein weiteres 300Hz-Signal moduliert; oberhalb dessen ist diese Modulation nicht als Rauheit wahrnehmbar, aber man hört Seitenband-Frequenzen.
4. Tonality (Tonalität), ausgedrückt in *tu*; Spektrale Komponenten werden als „tonal“ erfahren, wenn ihre Bandbreite geringer ist als die kritische Bandbreite, die zur zugehörigen Zentralfrequenz gehört.

Um eventuelle Abweichungen zwischen Ein- und Ausgangsspannungen einzustufen, wird auf die Differenzen beider Signale ein psychoakustisches Modell angewendet, das beispielhaft in der folgenden Abbildung wiedergegeben ist.

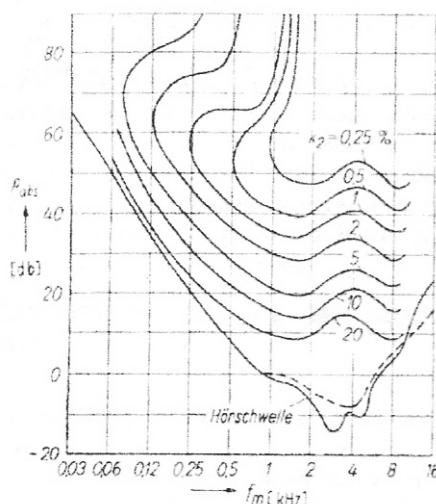


Fig. 1: Thresholds for the audibility of second order non-linear distortions for quints determined by Feldtkeller.

17.1: Grafik aus dem AES-Papier 7751 von S. Herzog

Dieses psychoakustische Modell geht auf eine große Zahl verwandter Messungen zurück, die auf der subjektiven Wahrnehmbarkeit bestimmter Verzerrungsformen basieren. Ausgangspunkt ist die Wahrnehmbarkeit von Unterschieden zwischen Ein- und Ausgangssignalen anhand von Hörtests, auf deren Grundlage aussagekräftige Ergebnisse hinsichtlich von Aspekten subjektiv erfahrener Klangqualität formuliert werden können.

Soviel hier zur (nicht vollständigen) Vorstellung der Untersuchungen von Herzog. Die Frage lautet jetzt: Inwieweit sind diese Ergebnisse für uns von Bedeutung?

17.3 Anders denken!

Vor einigen Jahren begann ich eine Untersuchung an Verstärkern, bei der ich von einer bekannten Eigenschaft unseres Gehörs ausging, die in den sogenannten Wahrnehmungskurven gleicher Lautstärke dargestellt werden. Mich interessierte die Kurve der unteren Hörschwelle (siehe dazu Kapitel 1.1.3). Folgende Frage stand im Zentrum meiner Überlegungen: Wir hören im Mittel zwischen 1W (90dB_{SPL}) bis 0dB_{SPL} (Untergrenze bei 1kHz). Arbeitet der Verstärker in diesem Bereich linear, d.h. mit konstanter Verstärkung? Ausgehend von dieser Frage konnte ich herausfinden, dass klangliche Mikrodetails durch den Ausgangsübertrager verschluckt werden und ich konnte weiterhin zeigen, dass bestimmte Kernmaterialien mit niedriger Permeabilität diese Mikrodetails zusätzlich abschwächen.⁶

Ich begann meine Untersuchungen also mit der Lautstärkewahrnehmung des Gehörs und ermittelte dann, ob der Verstärker die notwendigen Anforderungen erfüllt. Exakt die gleiche Vorgehensweise finden wir bei Herzog. Er geht von bekannten psychoakustischen Eigenschaften aus, die in der Wissenschaft ausführlich erforscht und publiziert wurden. Auf diesem Feld existiert eine große Zahl wissenschaftlicher Arbeiten, was sich u.a. schon daran erkennen lässt, dass diese die Entwicklung des MP3-Players erst ermöglicht hat. Zum MP3-Format kann man stehen wie man will, auf jeden Fall kann man von den gemessenen Eigenschaften des Gehörs ausgehen und anschließend überprüfen, ob der Verstärker die Erfordernisse abdeckt oder nicht.

Unser Ohr und unsere akustischen Wahrnehmungsfähigkeiten sind ausreichend erforscht. Die allermeisten Untersuchungen werden unter spezifischen Randbedingungen durchgeführt, beispielsweise bei einer bestimmten Lautstärke, Abhören mit Lautsprechern (mit Übersprechen zwischen linkem und rechten Kanal) oder mit Kopfhörer (kein Übersprechen) usw. Angenommen, es gelänge, alle diese methodischen Vorgaben, Kennzeichen und Bedingungen in einem einzigen Modell darzustellen, dass es zudem möglich wäre, mit der Rechenfähigkeit moderner Computer herauszufinden, ob bestimmte Frequenzen maskiert oder nicht maskiert werden und die Ergebnisse in Verbindung mit subjektiver Erfahrung und Bewertung zu bringen. Dann könnte der Computer mit Musik als Meßsignal berechnen, ob ein Verstärker die fixierten Modellvorgaben ausreichend erfüllt. Bislang sind wir gewohnt, „vom Verstärker her“ zu denken und zu messen. Wir bestimmen das Klirrvverhalten (THD), den Übertragungsbereich, wir sind überzeugt davon, dass 0,001% THD besser sind als 0,1% usw. Die geschilderte Methode arbeiten nun genau andersherum: Sie geht davon aus, was wir hören können, entwickelt von daher Qualitätsanforderungen an den Verstärker und überprüft anschließend, ob diese eingehalten werden.

17.4 Welchen Weg sollten wir einschlagen?

Erst einmal auf dem Weg weiter fortschreiten, der uns vertraut ist. Zweitens: Ich werde mich in den kommenden Jahren intensiv mit wissenschaftlicher Literatur zu den Problemen der Psychoakustik auseinandersetzen. Ich gehe davon aus, dass meine Aufmerksamkeit dabei auf Phänomene gerichtet wird, deren Wirkungen mir noch nicht ausreichend bekannt sind oder die mir helfen, einen neuen Verstärker zu entwickeln. Die dann folgenden Untersuchungen führen, so hoffe ich, zu innovativen Entwürfen, wie mir das für die Wiedergabe von Mikrodetails ebenfalls gelungen ist. Für mich ist der einzuschlagende Weg deutlich.

Zudem erwarte ich, dass Andere ähnliche Analysen durchführen und darüber bei der AES oder auch der ASA (Acoustic Society America) berichten.

⁶ *Menno van der Veen: "Low level signal transfer through transformers conflicts with their permeability behavior inside their cores"; AES convention 2007 Vienna, paper 7125; erhältlich unter: www.aes.org.*

17.5 Schlussbemerkung

Hiermit schließe ich meine Ausführungen ab, mich rufen nämlich noch einige spannende „Baustellen“, die dringend meiner Arbeit bedürfen.

Ich grüße Sie alle!

