

Nichtlineare Verzerrungen

in der analogen Audiotechnik

Klaus Burosch

Vorwort

Nichtlineare Verzerrungen zählen zu den wesentlichen Fragestellungen der Audiotechnik. Im Gegensatz zu linearen Systemen, die sich durch Amplituden- und Phasenänderungen beschreiben lassen, erzeugen Nichtlinearitäten zusätzliche Frequenzanteile wie harmonische und intermodulative Komponenten. Diese beeinflussen sowohl objektive Messwerte als auch die subjektive Klangwahrnehmung.

Die Messtechnik hat sich dabei grundlegend weiterentwickelt: Von analogen Filter- und Brückenschaltungen zur selektiven Klirrmessung bis hin zu hochauflösenden A/D-Wandlern und FFT-basierten Spektralanalysen moderner DSP-Systeme.

Zur Beurteilung von Audioverstärkern stehen zwei komplementäre Ansätze zur Verfügung: subjektive Hörvergleiche mit Musiksignalen sowie objektive, normierte Messverfahren. Während Hörtests die wahrgenommene Klangwirkung erfassen, liefern Messverfahren reproduzierbare und quantitative Ergebnisse. Dieses Werk untersucht nichtlineare Verzerrungen aus physikalischer, mathematischer und messtechnischer Perspektive und verbindet klassische analoge Verfahren mit modernen digitalen Analyseansätzen. Es richtet sich an Ingenieure, Studierende der Elektrotechnik sowie technisch orientierte Anwender mit vertieftem Interesse an Audiosystemen.

Mein besonderer Dank gilt Burkhard Vogel, Autor zahlreicher Fachbücher zur Audiotechnik, Peter Schüller, ehemaliger Laborleiter verschiedener Zeitschriften für vergleichende Warentests, Konrad Maul, ehemaliger Laborleiter der Firma Grundig, sowie Prof. Dr. Seelmann, damaliger Professor für Audio- und Videotechnik an der Fachhochschule Aalen, für den fachlichen Austausch und die wertvollen Impulse.

Version Februar 2026

Inhaltsverzeichnis

1. Einleitung und Systemtheorie.....	5
1.1 Definition der Linearität in der Elektronik	5
1.2 Abgrenzung: Lineare vs. Nichtlineare Verzerrungen	8
1.3 Historie	10
1.4 DIN-Norm (DIN 45500 vs. IEC 60268-3)	13
1.5 Grundlegende Kenngrößen zur Qualitätscharakterisierung von Audiosystemen.....	17
1.5.1 Elektrische Leistung und Leistungsgrenzen.....	17
1.5.2 Pegel (Level) und Verstärkung (Gain)	19
1.5.3 Frequenzgang (Frequency Response)	21
1.5.4 Total Harmonic Distortion + Noise (THD+N).....	23
1.5.5 Signal-Rausch-Verhältnis (Signal-to-Noise Ratio - SNR)	25
1.5.6 Übersprechen (Crosstalk) und Kanaltrennung.....	28
1.5.7 Phasenbeziehungen und Polarität	29
1.6 Klirrfaktorverhalten in Class-A- und Class-AB-Endstufen	32
2. Mathematische Modelle nichtlinearer Kennlinien	35
2.1 Taylor-Reihen-Approximation zur Beschreibung von Übertragungsfehlern	35
2.2 Entstehung von Oberwellen (Harmonische) aus der Kennlinienkrümmung	38
2.3 Klirrab Abschätzung direkt aus der stationären Kennlinie	40
2.4 Sättigungseffekte und Übersteuerungsfestigkeit.....	42
3. Harmonische Verzerrungen (THD - Total Harmonic Distortion)	46
3.1 Physikalische Grundlagen der Harmonic Distortion.....	46
3.2 THD-Berechnung: Formeln und dB-Umrechnung.....	48
3.3 Psychoakustik: K2 (warmer Klang) vs. K3 (harter Klang)	51
3.4 Clipping-Mechanismen: Hard- vs. Soft-Clipping	53
3.5 Messung der THD+N (Total Harmonic Distortion + Noise)	56
3.6 Einfluss der Gegenkopplung auf den Klirrfaktor.....	60

3.7 Grenzen der Klirrfaktorreduktion durch Gegenkopplung.....	62
3.8 Nichtlineare Eigenverzerrungen des menschlichen Gehörs	65
3.9 Hörbarkeitsschwellen bei Musiksignalen und Instrumentenklängen	67
4. Intermodulationsverzerrungen (IMD).....	70
4.1 Theorie der Kombinationsfrequenzen (Summen- und Differenztöne).....	70
4.2 Standard-Messverfahren: SMPTE und DIN	72
4.3 CCIF-Differenztonmessung und deren Relevanz	75
4.4 Vektorielle vs. Skalare IMD-Messung	78
4.5 Wahrnehmbarkeit von Klirrschwellen bei Zweitönen	80
5. Dynamische Verzerrungen (TIM & DIM)	83
5.1 Slew-Rate-Limitierung und Großsignalbandbreite	83
5.2 Transient Intermodulation (TIM) und der Otala-Effekt.....	85
5.3 Dynamic Intermodulation (DIM): Messsignale DIM30/DIM100	91
5.4 Strategien zur Vermeidung dynamischer Nichtlinearitäten	94
5.5 Das kombinierte 2-Ton-Testsignal	96
6. Verzerrungen in aktiven Grundsaltungen	99
6.1 Die Kennlinie des Bipolartransistors (Emitterschaltung/Emitterfolger)	99
6.2 Nichtlinearitäten bei Feldeffekttransistoren (FET).....	102
6.3 Einfluss der Gegenkopplung auf das Klirrspektrum	105
7. FFT-Analyse und moderne Messtechnik.....	108
7.1 Funktionsweise der Fast Fourier Transformation (FFT).....	108
7.2 FFT-Algorithmen und die Butterfly-Operation	112
7.3 Fensterfunktionen (Hann, Hamming, Blackman) zur Fehlervermeidung	114
7.4 Multiton-Messverfahren mittels FFT	118
7.5 FFT-Auflösung: Wortbreite 12Bit vs. moderne 24-Bit-/32-Bit-DSP-Systeme	120
7.6 Nachbildung von Klirrschwellen mittels psychoakustischer Filterbankmodelle ..	123
8. Analoge und digitale Audio-Messsysteme im Vergleich	126
8.1 Burosch NF200: Analoges Klirrmessgerät mit Lastwiderständen	127

8.2 Nakamichi T-100: Klirrfaktormessung im analogen Präzisionsbereich	130
8.3 Rohde & Schwarz UPD: Universal Audio Analyzer.....	132
8.4 Audio Precision System Two / AP2700: Digitaler Referenz.....	135
8.5 Keysight U8903B Analyzer: Moderne DSP-basierte Audiomesstechnik.....	138
8.6 Vergleich: Analoge Filtertechnik vs. FFT-basierte	140
8.7 Moderne perzeptuelle Messverfahren: PEAQ.....	143
8.8 Alternative Metriken: GedLee-Metrik und Noise-to-Mask Ratio (NMR).....	145
9. Psychoakustische Auswirkungen nichtlinearer Verzerrungen	149
9.1 Simultanmaskierung und zeitliche Maskierung von Verzerrungsprodukten	149
9.2 Einfluss auf sensorische Empfindungsgrößen: Schärfe und Rauigkeit.....	152
9.3 Auswirkungen auf die Klanghaftigkeit und den sensorischen Wohlklang	154
9.4 Kognitive Effekte bei der Qualitätsbewertung von Audio-Systemen	156
10. Zusammenfassung und Ausblick.....	159
11. Über den Autor	161

1. Einleitung und Systemtheorie

Die präzise Beschreibung elektronischer Übertragungssysteme setzt eine klare begriffliche und theoretische Grundlage voraus. In der Audiotechnik steht dabei die Frage im Mittelpunkt, wie ein elektrisches Signal innerhalb einer Schaltung verändert wird und unter welchen Bedingungen diese Veränderung als ideal oder als verfälschend zu bewerten ist. Die Systemtheorie liefert hierfür den methodischen Rahmen. Sie ermöglicht es, komplexe Schaltungen als funktionale Einheiten zu betrachten, deren Verhalten durch allgemeine Eigenschaften beschrieben werden kann, unabhängig von der konkreten baulichen Realisierung. Eine zentrale Eigenschaft innerhalb dieses Rahmens ist die Linearität. Sie bildet das Referenzmodell, an dem jedes reale System gemessen wird. Nur wenn klar definiert ist, was unter linearem Verhalten zu verstehen ist, können Abweichungen davon präzise analysiert und bewertet werden.

1.1 Definition der Linearität in der Elektronik

Linearität ist eine strukturelle Systemeigenschaft. Sie beschreibt die Art und Weise, wie ein elektronisches System auf Eingangssignale reagiert. Ein System gilt als linear, wenn zwischen Ursache und Wirkung eine streng proportionale und additive Beziehung besteht. Diese beiden Bedingungen sind untrennbar miteinander verbunden und definieren gemeinsam das lineare Verhalten.

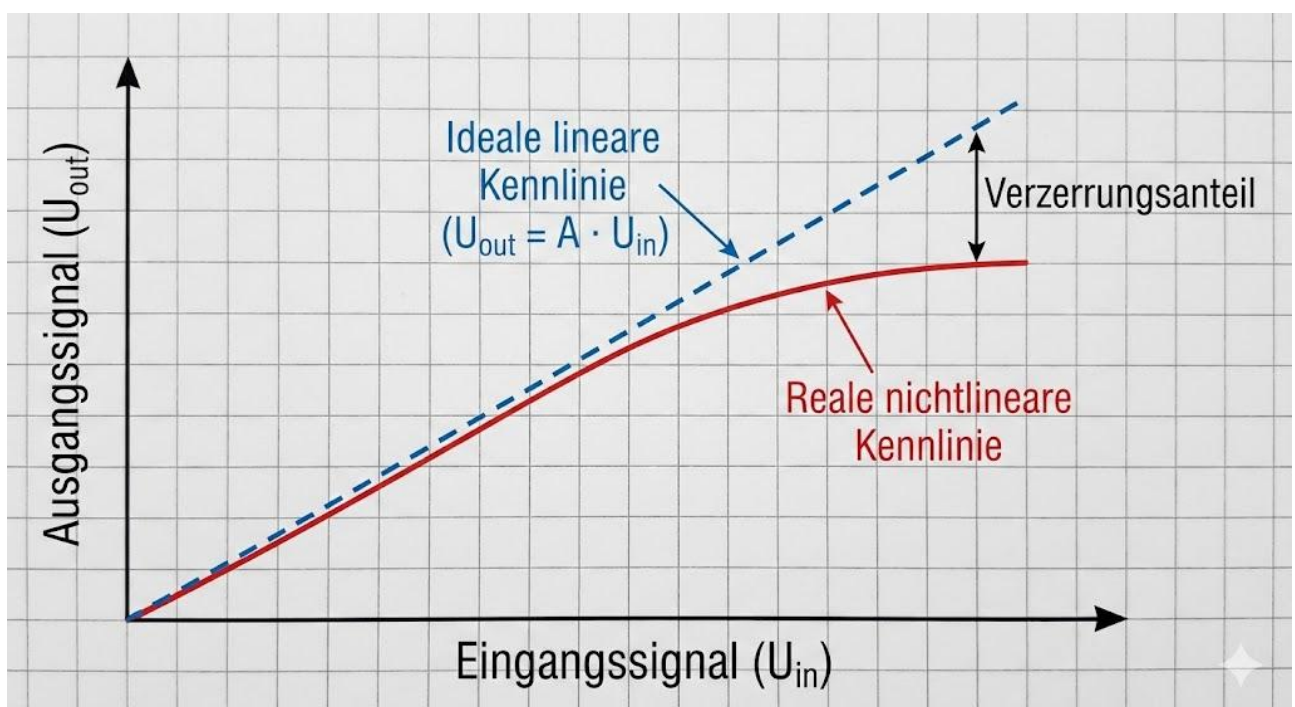
Zunächst bedeutet Linearität Proportionalität. Wird ein Eingangssignal in seiner Amplitude verändert, so muss sich das Ausgangssignal im exakt gleichen Verhältnis ändern. Eine Verdopplung der Eingangsspannung führt zu einer Verdopplung der Ausgangsspannung. Eine Halbierung der Eingangsspannung führt zu einer Halbierung der Ausgangsspannung. Diese Beziehung muss unabhängig von der absoluten Signalgröße gelten, solange sich das System innerhalb seines vorgesehenen Arbeitsbereichs befindet. Entscheidend ist dabei, dass keine zusätzlichen Effekte auftreten dürfen. Das System darf weder neue Frequenzanteile erzeugen noch die Signalform verändern. Es darf lediglich skalieren.

Die zweite Bedingung betrifft die Additivität. Wird ein System gleichzeitig mit zwei unterschiedlichen Signalen angeregt, so muss die Ausgangsreaktion exakt der Summe der Einzelreaktionen entsprechen. Anders formuliert: Die Wirkung zweier gleichzeitig anliegender Signale darf sich nicht gegenseitig beeinflussen. Jedes Signal wird so verarbeitet, als wäre es allein vorhanden. Diese Eigenschaft ist für die Audiotechnik von

besonderer Bedeutung, da reale Audiosignale stets aus einer Vielzahl gleichzeitig vorhandener Frequenzkomponenten bestehen. Ein lineares System behandelt jede einzelne dieser Komponenten unabhängig von den anderen.

Erst wenn beide Bedingungen erfüllt sind – Proportionalität und Additivität – kann ein System als linear bezeichnet werden. Wird auch nur eine dieser Bedingungen verletzt, liegt Nichtlinearität vor.

In der praktischen Elektronik lässt sich Linearität anschaulich anhand von Kennlinien beschreiben. Eine Kennlinie stellt den Zusammenhang zwischen Eingangsgröße und Ausgangsgröße dar, beispielsweise zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung eines Verstärkers. Im ideal linearen Fall ist diese Kennlinie eine Gerade. Jede Änderung der Eingangsgröße führt zu einer proportionalen Änderung der Ausgangsgröße. Die Steigung dieser Geraden entspricht der Verstärkung des Systems. Reale elektronische Bauelemente zeigen jedoch keine perfekt geradlinigen Kennlinien. Halbleiterbauelemente wie Transistoren oder Dioden besitzen gekrümmte Kennlinien. Auch Röhren weisen nichtlineare Zusammenhänge zwischen Gitterspannung und Anodenstrom auf. Selbst passive Bauelemente sind nicht vollkommen ideal: Widerstände verändern ihren Wert mit Temperatur, Kondensatoren zeigen Spannungsabhängigkeiten, und magnetische Bauteile besitzen Sättigungseffekte. Die Linearität elektronischer Schaltungen ist daher immer eine Näherung.



Um dennoch ein möglichst lineares Verhalten zu erzielen, wird ein definierter Arbeitspunkt gewählt. Dieser Arbeitspunkt liegt in einem Bereich der Kennlinie, in dem die Krümmung gering ist. In diesem lokalen Abschnitt kann die Kennlinie näherungsweise als Gerade betrachtet werden. Kleine Signaländerungen führen dann zu nahezu proportionalen Ausgangsänderungen. Dieses Betriebsprinzip wird als Kleinsignalbetrieb bezeichnet. Die Linearität gilt dabei nur innerhalb eines bestimmten Aussteuerungsbereichs. Wird dieser Bereich überschritten, treten sichtbare Abweichungen auf.

Ein zentrales Merkmal linearer Systeme ist, dass sie keine neuen Frequenzanteile erzeugen. Wird ein einzelner Sinuston eingespeist, bleibt auch das Ausgangssignal ein Sinuston derselben Frequenz. Die Amplitude kann verändert und die Phase verschoben werden, doch es entstehen keine zusätzlichen Oberwellen oder Mischprodukte. Genau diese Eigenschaft unterscheidet lineare Systeme fundamental von nichtlinearen. Nichtlinearität äußert sich immer durch das Auftreten neuer Frequenzkomponenten oder durch eine nicht proportionale Skalierung der Signalform.

Die Bedeutung dieser Eigenschaft wird besonders deutlich, wenn man komplexe Signale betrachtet. Ein Musiksignal besteht aus einer Vielzahl gleichzeitig vorhandener Frequenzen mit unterschiedlichen Amplituden und Phasenlagen. Ein lineares System behandelt jede dieser Komponenten unabhängig voneinander. Die spektrale Zusammensetzung bleibt erhalten. Ein nichtlineares System hingegen bewirkt Wechselwirkungen zwischen den Frequenzen. Es entstehen zusätzliche Komponenten, die im Originalsignal nicht enthalten waren. Diese spektralen Veränderungen werden als Verzerrungen wahrgenommen.

Linearität ist daher nicht nur eine abstrakte mathematische Eigenschaft, sondern eine zentrale Voraussetzung für eine unverfälschte Signalübertragung. In der Messtechnik bildet sie das Referenzmodell, an dem reale Systeme bewertet werden. Jede quantitative Bestimmung von Verzerrungen setzt voraus, dass zunächst definiert ist, wie ein ideales lineares System reagieren würde. Aus systemtheoretischer Sicht ermöglicht Linearität eine vollständige Beschreibung durch eine Übertragungsfunktion. Diese Übertragungsfunktion gibt an, wie jede einzelne Frequenz in Amplitude und Phase verändert wird. Solange das System linear ist, bleibt diese Beschreibung vollständig. Das Verhalten gegenüber komplexen Signalen ergibt sich automatisch aus dem Verhalten gegenüber einzelnen Frequenzen. Genau diese Eigenschaft macht lineare Systeme mathematisch beherrschbar.

Nichtlinearität hingegen zerstört diese einfache Struktur. Das Verhalten gegenüber komplexen Signalen kann nicht mehr allein aus dem Verhalten gegenüber Einzelfrequenzen abgeleitet werden. Es treten Kopplungen und Wechselwirkungen auf, die eine erweiterte Betrachtung erforderlich machen.

Zusammenfassend lässt sich Linearität in der Elektronik als das ideale, proportionale und additive Verhalten eines Systems definieren. Sie setzt voraus, dass Ausgangssignale in direkter, skalierbarer Beziehung zu Eingangssignalen stehen und dass mehrere Eingangssignale unabhängig voneinander verarbeitet werden. In realen Schaltungen wird dieses Ideal nur näherungsweise erreicht und ist auf bestimmte Betriebsbereiche beschränkt. Dennoch bildet die Linearität den fundamentalen Referenzzustand, von dem aus jede Form nichtlinearer Verzerrung verstanden und bewertet werden kann.

1.2 Abgrenzung: Lineare vs. Nichtlineare Verzerrungen

Die präzise Unterscheidung zwischen linearen und nichtlinearen Verzerrungen ist grundlegend für die technische Bewertung von Audiosystemen. Beide Verzerrungsarten führen zu einer Abweichung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal, unterscheiden sich jedoch in ihrer physikalischen Ursache, ihrer spektralen Wirkung und ihrer systemtheoretischen Einordnung.

Lineare Verzerrungen entstehen in Systemen, die das Superpositionsprinzip erfüllen, deren Übertragungsverhalten jedoch frequenzabhängig ist. Ein lineares System kann einzelne Frequenzanteile unterschiedlich stark dämpfen oder verstärken und ihnen unterschiedliche Phasenverschiebungen zuordnen. Dadurch verändert sich die zeitliche Signalform, obwohl keine neuen Frequenzkomponenten erzeugt werden. Die spektrale Zusammensetzung bleibt erhalten; lediglich Amplitude und Phase der vorhandenen Frequenzen werden modifiziert.

Typische Beispiele linearer Verzerrungen sind Amplitudenfehler durch einen nicht ideal flachen Frequenzgang, Phasenverzerrungen infolge frequenzabhängiger Laufzeiten oder Gruppenlaufzeitverzerrungen in Filterschaltungen. In der Audiotechnik äußern sich solche Effekte etwa als tonale Verfärbung oder als Veränderung der Impulsabbildung, ohne dass zusätzliche harmonische Anteile auftreten. Mathematisch lässt sich ein lineares Übertragungssystem vollständig durch seine Übertragungsfunktion $H(f)$ beschreiben, wobei gilt:

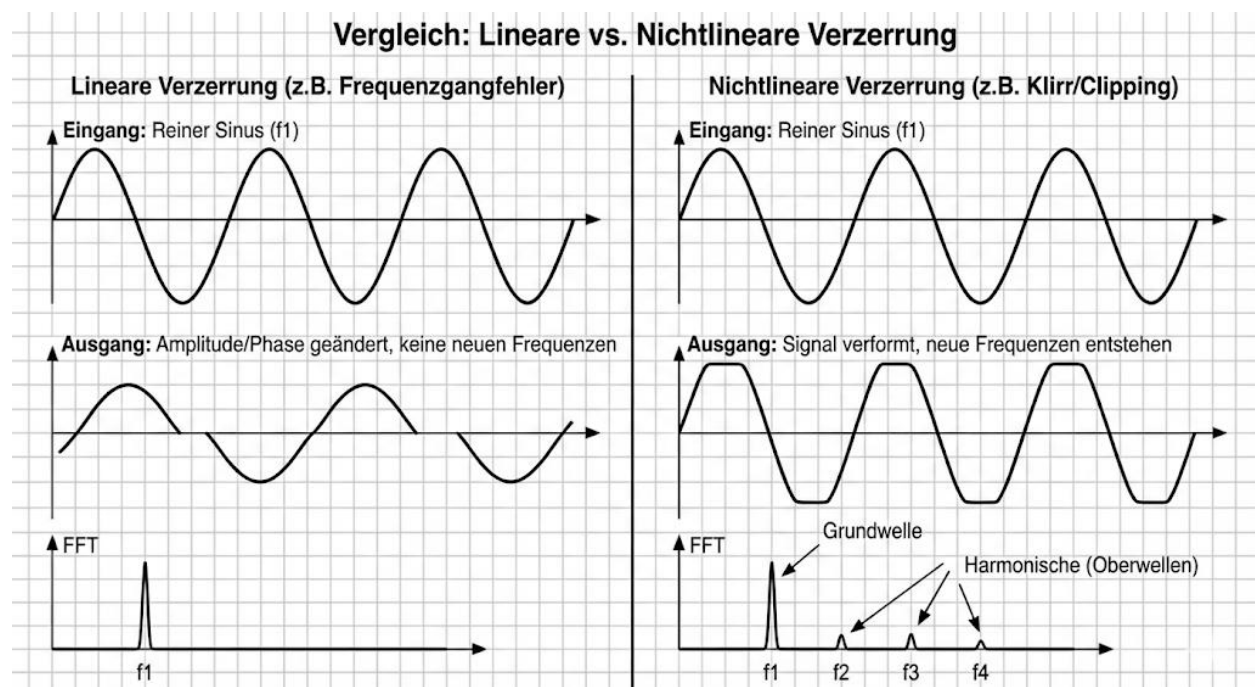
$$Y(f) = X(f) * H(f)$$

Die Anzahl der Frequenzkomponenten bleibt identisch; das System wirkt transformierend, jedoch nicht erzeugend. Demgegenüber beruhen **nichtlineare Verzerrungen** auf der Verletzung des Proportionalitäts- oder Additivitätsprinzips. Das Ausgangssignal ist dann nicht mehr proportional zum Eingangssignal, und mehrere Eingangskomponenten beeinflussen sich gegenseitig. Charakteristisch für Nichtlinearität ist die Erzeugung neuer Frequenzanteile, die im Eingangssignal nicht vorhanden waren.

Wird beispielsweise ein einzelner Sinuston eingespeist, so enthält das Ausgangssignal zusätzlich ganzzahlige Vielfache der ursprünglichen Frequenz (harmonische Oberwellen). Werden zwei Sinustöne gleichzeitig eingespeist, entstehen Summen- und Differenzfrequenzen. Diese neu erzeugten Spektralanteile sind eindeutige Indikatoren für Nichtlinearität.

Der entscheidende Unterschied lässt sich daher wie folgt zusammenfassen:

- Lineare Verzerrungen verändern die Gewichtung vorhandener Frequenzen.
- Nichtlineare Verzerrungen erzeugen zusätzliche Frequenzen.



Aus messtechnischer Sicht ist diese Abgrenzung von zentraler Bedeutung. Lineare Verzerrungen werden üblicherweise durch Frequenzgang- und Phasenmessungen charakterisiert. Nichtlineare Verzerrungen hingegen werden über spektrale

Analyseverfahren quantifiziert, etwa durch Bestimmung des Klirrfaktors oder von Intermodulationskomponenten.

Physikalisch betrachtet entstehen lineare Verzerrungen meist durch frequenzabhängige Impedanzen, parasitäre Kapazitäten oder induktive Effekte innerhalb eines linearen Arbeitsbereichs. Nichtlineare Verzerrungen resultieren dagegen aus gekrümmten Kennlinien aktiver Bauelemente, Sättigungseffekten oder Begrenzungsmechanismen bei hoher Aussteuerung. Auch aus psychoakustischer Perspektive ist die Differenzierung relevant. Lineare Verzerrungen können als Klangverfärbung oder als Veränderung der räumlichen Abbildung wahrgenommen werden. Nichtlineare Verzerrungen führen hingegen zu einer spektralen Anreicherung, die als Härte, Rauigkeit oder Übersteuerung empfunden wird. Entscheidend ist dabei, dass nichtlineare Verzerrungen strukturell irreversibel sind: Die neu erzeugten Frequenzanteile lassen sich nicht durch einfache lineare Entzerrung entfernen, da sie nicht Teil des ursprünglichen Signals waren.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass lineare Verzerrungen innerhalb des Rahmens der linearen Systemtheorie vollständig beschreibbar bleiben. Nichtlineare Verzerrungen hingegen stellen eine fundamentale Erweiterung dar, da sie die spektrale Struktur des Signals selbst verändern. Die klare begriffliche Trennung dieser beiden Kategorien ist Voraussetzung für jede systematische Analyse elektronischer Audiosysteme.

1.3 Historie

Die Entwicklung der Audiotechnik ist eng mit der Frage nach der Linearität elektronischer Systeme und der Beherrschung nichtlinearer Verzerrungen verknüpft. Bereits in den frühen Jahrzehnten der elektrischen Signalübertragung – insbesondere im Zusammenhang mit Telefonie und Rundfunk – zeigte sich, dass die Qualität eines Übertragungssystems maßgeblich davon abhängt, in welchem Umfang das elektrische Signal unverfälscht reproduziert wird. In den Anfangszeiten dominierten elektromechanische und später röhrenbasierte Verstärkersysteme, deren Kennlinien deutlich nichtlinear waren. Verzerrungen wurden zunächst weniger als eigenständiges physikalisches Problem betrachtet, sondern vielmehr als unvermeidbare Begleiterscheinung der damals verfügbaren Technik.

Mit der Einführung der Elektronenröhre zu Beginn des 20. Jahrhunderts entstand erstmals die Möglichkeit aktiver Signalverstärkung. Triodenverstärker ermöglichten

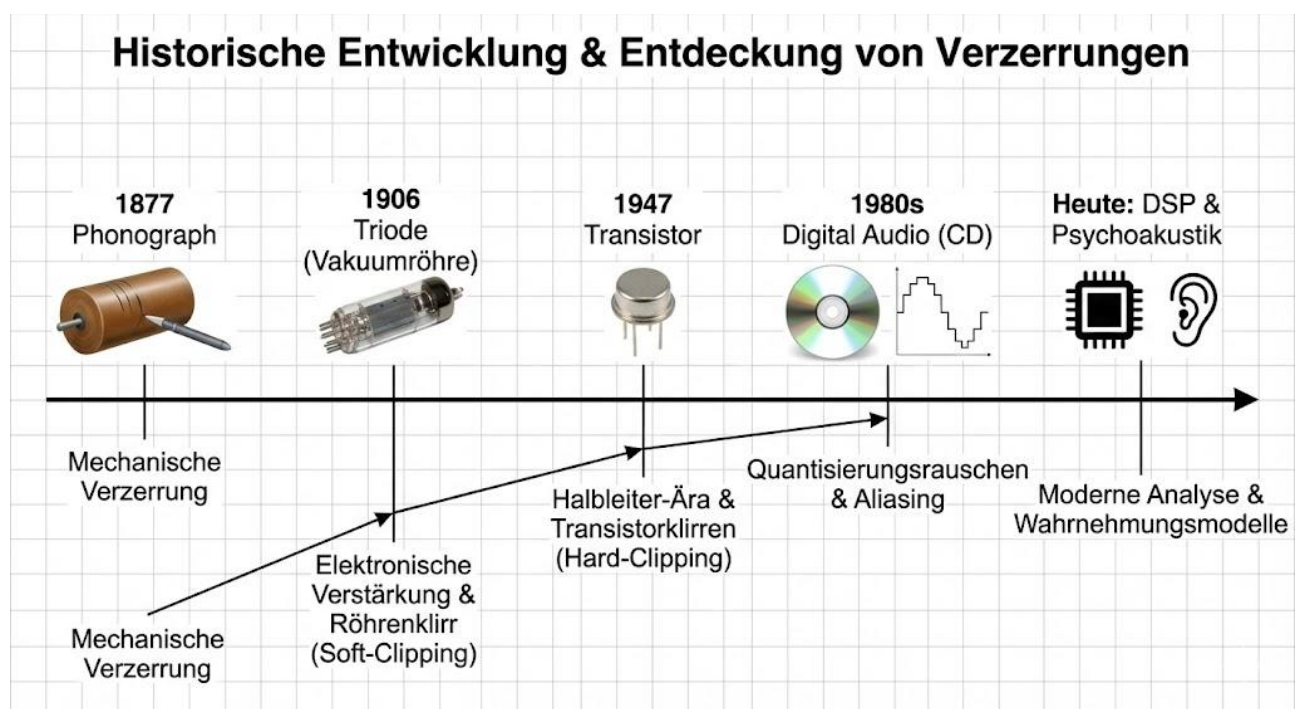
erhebliche Pegelsteigerungen, wiesen jedoch aufgrund ihrer exponentiellen Kennlinien deutliche harmonische Verzerrungen auf. Die Analyse dieser Effekte erfolgte zunächst empirisch. Ingenieure beobachteten spektrale Veränderungen und versuchten, durch geeignete Arbeitspunktwahl oder Schaltungsvarianten eine Verbesserung zu erzielen. Eine systematische mathematische Beschreibung nichtlinearer Effekte entwickelte sich erst allmählich im Zuge der fortschreitenden Systemtheorie und Fourier-Analyse. Ein entscheidender Meilenstein war die Einführung der Gegenkopplung in Verstärkerschaltungen. In den 1920er Jahren erkannte man, dass durch Rückführung eines Anteils des Ausgangssignals auf den Eingang nicht nur die Verstärkung stabilisiert, sondern auch Verzerrungen deutlich reduziert werden können. Die theoretische Fundierung dieser Erkenntnis erfolgte insbesondere durch die Arbeiten von Harold S. Black bei den Bell Laboratories. Die negative Rückkopplung erwies sich als grundlegendes Prinzip zur Linearisierung elektronischer Systeme und prägte die Verstärkertechnik des gesamten 20. Jahrhunderts.

Mit dem Aufkommen des Rundfunks und später der hochwertigen Schallplattenwiedergabe gewann die objektive Messung von Verzerrungen zunehmend an Bedeutung. In den 1930er und 1940er Jahren wurden erste spezialisierte Klirrfaktormessgeräte entwickelt, die mittels selektiver Filtertechnik die Grundfrequenz unterdrückten und die verbleibenden Oberwellenanteile bestimmten. Diese analogen Messverfahren dominierten über Jahrzehnte die Bewertung von Audioverstärkern. Der Klirrfaktor entwickelte sich zur zentralen Kenngröße für die Qualitätsbeurteilung. Nach dem Zweiten Weltkrieg setzte eine rasche technische Weiterentwicklung ein. Die Einführung des Transistors in den 1950er Jahren veränderte die Verstärkertechnik grundlegend. Transistoren ermöglichten kompaktere Bauformen und höhere Zuverlässigkeit, wiesen jedoch ebenfalls ausgeprägte nichtlineare Kennlinien auf. Die gezielte Linearisierung durch Schaltungstechnik und Gegenkopplung blieb daher weiterhin ein zentrales Entwicklungsziel. Parallel dazu wurden internationale Normen zur Bewertung von Audiogeräten etabliert. In Deutschland spielte beispielsweise die DIN 45500 eine wichtige Rolle bei der Definition von Mindestanforderungen an HiFi-Geräte, während international die Normenreihe IEC 60268 maßgebliche Standards setzte.

In den 1970er und 1980er Jahren führte die fortschreitende Halbleiterintegration zu hochstabilen Operationsverstärkern mit sehr niedrigen Verzerrungswerten. Gleichzeitig entwickelte sich die Messtechnik weiter. Präzisere Filter, verbesserte Rauschunterdrückung und höhere Bandbreiten ermöglichten genauere Bestimmungen

des Klirrfaktors und der Intermodulationsverzerrungen. Dennoch blieb die klassische analoge Filtermessung auf einzelne Kenngrößen beschränkt.

Ein fundamentaler Wandel vollzog sich mit der Digitalisierung der Messtechnik. Die Einführung leistungsfähiger Analog-Digital-Wandler und digitaler Signalprozessoren ermöglichte die spektrale Analyse mittels Fast Fourier Transformation. Anstelle der isolierten Messung einzelner Verzerrungsanteile konnte nun das vollständige Frequenzspektrum simultan erfasst werden. Dies führte zu einer differenzierteren Betrachtung nichtlinearer Effekte und erlaubte es, auch sehr kleine Verzerrungskomponenten sichtbar zu machen, die zuvor messtechnisch verborgen blieben.



Heute befinden sich Audioverstärker und Messsysteme auf einem technologischen Niveau, das Verzerrungswerte im Bereich von wenigen Tausendstel Prozent oder darunter erlaubt. Gleichzeitig ist das Verständnis nichtlinearer Effekte differenzierter geworden. Neben der reinen Minimierung von Klirrfaktoren wird zunehmend untersucht, wie unterschiedliche Verzerrungsarten psychoakustisch wahrgenommen werden. Die historische Entwicklung zeigt somit einen kontinuierlichen Übergang von empirischer Beobachtung hin zu einer präzisen, systemtheoretisch fundierten Analyse nichtlinearer Phänomene.

1.4 DIN-Norm (DIN 45500 vs. IEC 60268-3)

Die Bewertung nichtlinearer Verzerrungen in der Audiotechnik ist untrennbar mit normativen Rahmenbedingungen verbunden. Normen definieren nicht nur Grenzwerte, sondern insbesondere Messbedingungen, Bezugsgrößen und Vergleichsverfahren. Ohne eine standardisierte Vorgehensweise wären Angaben wie Klirrfaktor, Intermodulationsverzerrung oder Rauschabstand zwischen unterschiedlichen Herstellern und Laboren kaum vergleichbar. In diesem Kontext besitzen sowohl die nationale DIN 45500 als auch die internationale Normenreihe IEC 60268 – insbesondere Teil 3 – historische und technische Bedeutung.

Die DIN 45500 entstand in einer Zeit, in der der Begriff „HiFi“ klar definiert und normativ abgesichert werden sollte. Die Norm wurde 1966 erstmals eingeführt und zuletzt 1982 überarbeitet. Ziel war es, Mindestanforderungen an elektroakustische Geräte festzulegen, um dem Verbraucher eine objektive Orientierung zu bieten. Für Verstärker legte sie konkrete Grenzwerte für den Klirrfaktor, den Frequenzgang, das Kanalübersprechen und das Rauschverhalten fest.

Der zentrale Verzerrungsparameter der DIN 45500 war der Gesamtklirrfaktor, der bei Nennleistung einen Wert von $k \leq 1\%$ nicht überschreiten durfte. Gemessen wurde dieser Wert bei einer Frequenz von 1 kHz an einer rein ohmschen Lastimpedanz entsprechend dem Nennwert des Gerätes. Der Gesamtklirrfaktor k_{ges} ergibt sich dabei als quadratische Summe aller Oberwellenanteile, normiert auf die Grundwellenspannung:

$$k_{ges} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1} \times 100\%$$

Neben dem Klirrfaktor definierte die Norm weitere Mindestanforderungen. Der Frequenzgang eines HiFi-Verstärkers musste im Bereich von 40 Hz bis 16 kHz innerhalb einer Toleranz von $\pm 1,5$ dB liegen. Der Fremdspannungsabstand war unbewertet mit mindestens 60 dB, A-bewertet mit mindestens 66 dB einzuhalten. Das Kanalübersprechen bei Stereoanlagen durfte bei 1 kHz nicht weniger als 26 dB betragen.

Ein besonders praxisrelevanter Aspekt der DIN 45500 betraf die Definition der Nennleistung. Die Norm schrieb verbindlich vor, dass Leistungsangaben als Sinusdauertonleistung – auch als RMS-Leistung bezeichnet – ausgewiesen werden mussten. Diese Messung erfolgte mit einem Sinusdauerton bei 1 kHz bis zur definierten Klirrfaktorgrenze von 1 %. Diese Festlegung war vor allem im Hinblick auf die damalige

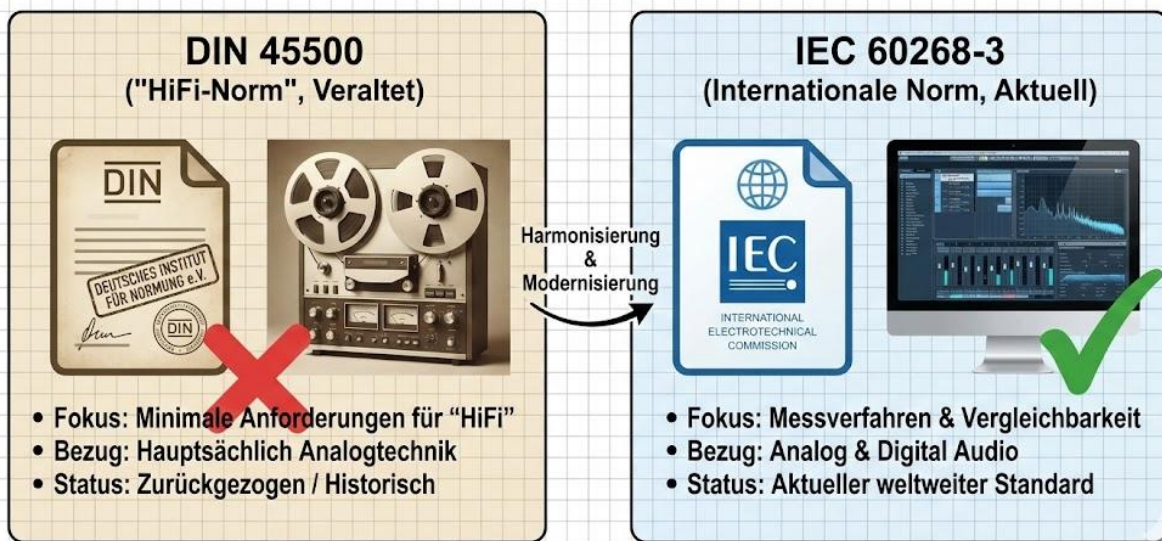
Marketingpraxis bedeutsam, da Hersteller ohne Normvorgaben häufig sogenannte PMPO-Werte (Peak Music Power Output) angaben. Solche Spitzenleistungswerte können rechnerisch fünf- bis zehnmal höher liegen als die tatsächliche Sinusdauerleistung, da sie extrem kurzzeitige Spitzenpegel ohne definiertes Klirrfaktorlimit erfassen und damit ein verzerrtes Bild der realen Geräteleistung vermitteln.

Aus messtechnischer Sicht bestanden bei der DIN 45500 jedoch wesentliche strukturelle Einschränkungen. Die Norm betrachtete den Klirrfaktor ausschließlich als Gesamtgröße, ohne zwischen einzelnen Oberwellenordnungen zu differenzieren. Dabei ist gerade die spektrale Zusammensetzung des Klirrspektrums psychoakustisch und technisch von großer Relevanz. Geradzahlige Oberwellen – also die zweite, vierte und sechste Harmonische – werden vom menschlichen Gehör als vergleichsweise angenehm empfunden, da sie in einem oktavverwandten Verhältnis zur Grundwelle stehen. Sie treten charakteristisch bei Röhrenverstärkern auf. Ungeradzahlige Oberwellen hingegen, wie die dritte, fünfte und siebte Harmonische, wirken klanglich dissonant und werden als störend wahrgenommen. Sie entstehen typischerweise in Transistor-Gegentaktverstärkern durch Übernahmeverzerrungen im Nulldurchgangsbereich. Ein Verstärker mit einem Gesamtklirrfaktor von $k = 0,8 \%$ kann damit je nach spektraler Zusammensetzung klanglich sehr unterschiedlich bewertet werden, obwohl er sich formal unterhalb der DIN-45500-Grenze bewegt.

Ein weiteres strukturelles Problem lag in der Einpunktemessung. Der Klirrfaktor wurde lediglich bei einer einzigen Frequenz und einer einzigen Aussteuerungsstufe gemessen. Das Verzerrungsverhalten bei 20 Hz, bei 10 kHz oder bei Teilaussteuerung – also in praxisrelevanten Betriebszuständen – blieb normativ vollständig unberücksichtigt. Verstärker mit stark aussteuerungsabhängigen Nichtlinearitäten, etwa durch Übernahme- oder Sättigungsverzerrungen, konnten diese Messung formal bestehen, ohne ihr reales Betriebsverhalten offenzulegen.

Die internationale Normenreihe IEC 60268 (*Sound System Equipment*) verfolgt einen grundlegend anderen Ansatz als die DIN 45500. Sie definiert keine Mindestqualitätsgrenzen für Verbraucherprodukte, sondern legt präzise und reproduzierbare Messverfahren fest, die eine internationale Vergleichbarkeit von Geräteeigenschaften gewährleisten sollen. Teil 3 der Reihe behandelt Verstärker und beschreibt deren Übertragungseigenschaften umfassend.

Vergleich der Audio-Normen: DIN 45500 vs. IEC 60268-3



Im Bereich der Leistungsdefinition schafft die IEC 60268-3 wesentlich mehr Klarheit als die ältere DIN-Norm, indem sie verschiedene Leistungsbegriffe klar voneinander trennt. Die Nennausgangsleistung (Rated Output Power) bezeichnet die Sinusdauertonleistung, die ein Verstärker bei 1 kHz an definierter ohmscher Last bis zu einem festgelegten Klirrfaktorlimit – üblicherweise 1 % THD – dauerhaft abgeben kann. Davon abzugrenzen ist die maximale Ausgangsleistung (Maximum Output Power), bei der ein Klirrfaktorgrenzwert von typischerweise 10 % THD als Bezug dient und damit den absoluten Aussteuerungsendpunkt des Gerätes beschreibt. Die Musikleistung (Music Power) erfasst hingegen die kurzzeitige Spitzenleistung bei einer Impulsdauer von weniger als 500 Millisekunden und ohne definiertes Klirrfaktorlimit. Sie darf nach IEC 60268-3 ausgewiesen werden, muss jedoch stets separat und eindeutig als Impulsgröße deklariert sein, um eine Verwechslung mit der Dauerleistung zu verhindern.

Für die Messung nichtlinearer Verzerrungen schreibt die IEC 60268-3 im Unterschied zur DIN 45500 eine Mehrpunktmessung über den gesamten Frequenzbereich vor. Typischerweise werden Messpunkte bei 40 Hz, 100 Hz, 1 kHz, 10 kHz und 20 kHz vorgesehen, wobei die Aussteuerung frequenzabhängig variiert werden kann. Diese Messpflicht deckt Schwachstellen auf, die bei einer Einzelmessung bei 1 kHz unsichtbar blieben. Insbesondere Übernahmeverzerrungen, die im Hochtonbereich deutlich ausgeprägt auftreten können, sowie nichtlineare Sättigungseffekte bei tiefen Frequenzen werden durch dieses Vorgehen erfasst. Bei einem qualitativ hochwertigen Transistorverstärker sind dabei typische THD-Werte von etwa 0,002 % bis 0,1 % bei 1

kHz erreichbar, während bei 20 kHz Werte von bis zu 1,0 % auftreten können, ohne dass dies auf einen technischen Mangel hinweist.

Darüber hinaus differenziert die IEC-Norm zwischen verschiedenen Messgrößen für nichtlineare Verzerrungen. Neben dem klassischen THD-Wert, der die Gesamtheit aller Oberwellenanteile erfasst, definiert sie den Wert THD+N (Total Harmonic Distortion plus Noise), der zusätzlich den Rauschanteil des Gerätes einschließt. Da reale Messgeräte nie vollständig zwischen Oberwellen und Rauschfloor trennen können, ist THD+N messtechnisch der aussagekräftigere Parameter, weist aber naturgemäß höhere numerische Werte auf als der reine THD. Ergänzend ermöglicht die Norm die Analyse des Klirrspektrums, bei der einzelne Oberwellenordnungen mittels FFT-basierter Spektralanalyse separat quantifiziert werden. Diese Methode erlaubt die psychoakustisch relevante Unterscheidung zwischen geradzahligen und ungeradzahligen Verzerrungsanteilen. Schließlich ist auch die Intermodulationsverzerrung (IMD) normiert, typischerweise nach SMPTE- oder ITU-Verfahren mit einem Zweitongemisch aus 60 Hz und 7 kHz im Amplitudenverhältnis 4:1, um nichtlineare Wechselwirkungen zwischen verschiedenen Frequenzkomponenten zu erfassen.

Ein wesentlicher messtechnischer Fortschritt der IEC 60268-3 gegenüber der DIN 45500 liegt in der expliziten Berücksichtigung digitaler Analyseverfahren. Während die historische HiFi-Norm auf analogen Filterverfahren basierte – konkret auf Notchfiltern zur Grundwellenunterdrückung mit anschließender Breitbandmessung des Restanteils – erlaubt und empfiehlt die IEC-Norm den Einsatz von FFT-Analysatoren mit hoher spektraler Auflösung. Dadurch können einzelne Oberwellenordnungen exakt quantifiziert, Messunsicherheiten systematisch erfasst und Messungen zwischen verschiedenen Laboren reproduzierbar verglichen werden.

Hinsichtlich weiterer Übertragungseigenschaften fordert die IEC 60268-3 die Messung und Dokumentation des Frequenz- und Phasengangs über den gesamten Übertragungsbereich mit Angabe der –3-dB-Grenzfrequenzen, die Bestimmung von Eingangs- und Ausgangsimpedanz unter Last und Leerlauf sowie die Angabe des Dämpfungsfaktors als Verhältnis der Nennlastimpedanz zur Ausgangsimpedanz des Verstärkers. Bei hochwertigen Transistorverstärkern liegen Dämpfungsfaktoren typischerweise über 100, was auf eine niederohmige Ausgangsimpedanz und damit eine gute Kontrolle der Lautsprechermembran hinweist.

1.5 Grundlegende Kenngrößen zur Qualitätscharakterisierung von Audiosystemen

Die technische Bewertung eines Audiosystems beginnt nicht mit komplexen Spektralanalysen oder psychoakustischen Modellen, sondern mit einer klar strukturierten Basiserfassung seiner elementaren Übertragungseigenschaften. In der professionellen Entwicklungs- und Produktionspraxis haben sich hierfür sechs fundamentale Messgrößen etabliert, die als minimaler, aber vollständiger Performance-Rahmen dienen: Pegel (Level), Frequenzgang (Frequency Response), Gesamtverzerrung einschließlich Rauschen (THD+N), Phase, Übersprechen (Crosstalk) sowie Signal-Rausch-Abstand (SNR).

Diese Größen decken die zentralen Dimensionen eines Übertragungssystems ab: Amplitude, spektrale Linearität, Nichtlinearität, zeitliches Verhalten, Kanaltrennung und Dynamikbereich. Zusammen beschreiben sie die physikalische Integrität eines Audiosignals entlang der gesamten Signalkette. Sie sind nicht redundant, sondern komplementär. Ein System kann beispielsweise einen exzellenten Frequenzgang aufweisen, jedoch durch erhöhtes Übersprechen oder unzureichenden Dynamikumfang limitiert sein.

Wesentlich ist, dass diese Messgrößen nicht isoliert zu interpretieren sind. Jede einzelne ist an definierte Betriebsbedingungen gebunden – insbesondere an Referenzpegel, Lastimpedanz, Bandbreite und Messverfahren. Eine vollständige Basis-Charakterisierung verlangt daher konsistente Rahmenbedingungen. Nur so wird Vergleichbarkeit zwischen Geräten, Generationen und Laborumgebungen gewährleistet.

Die folgenden Abschnitte behandeln diese Kenngrößen systematisch, beginnend mit der elementarsten Größe jeder Audiomessung: dem Pegel.

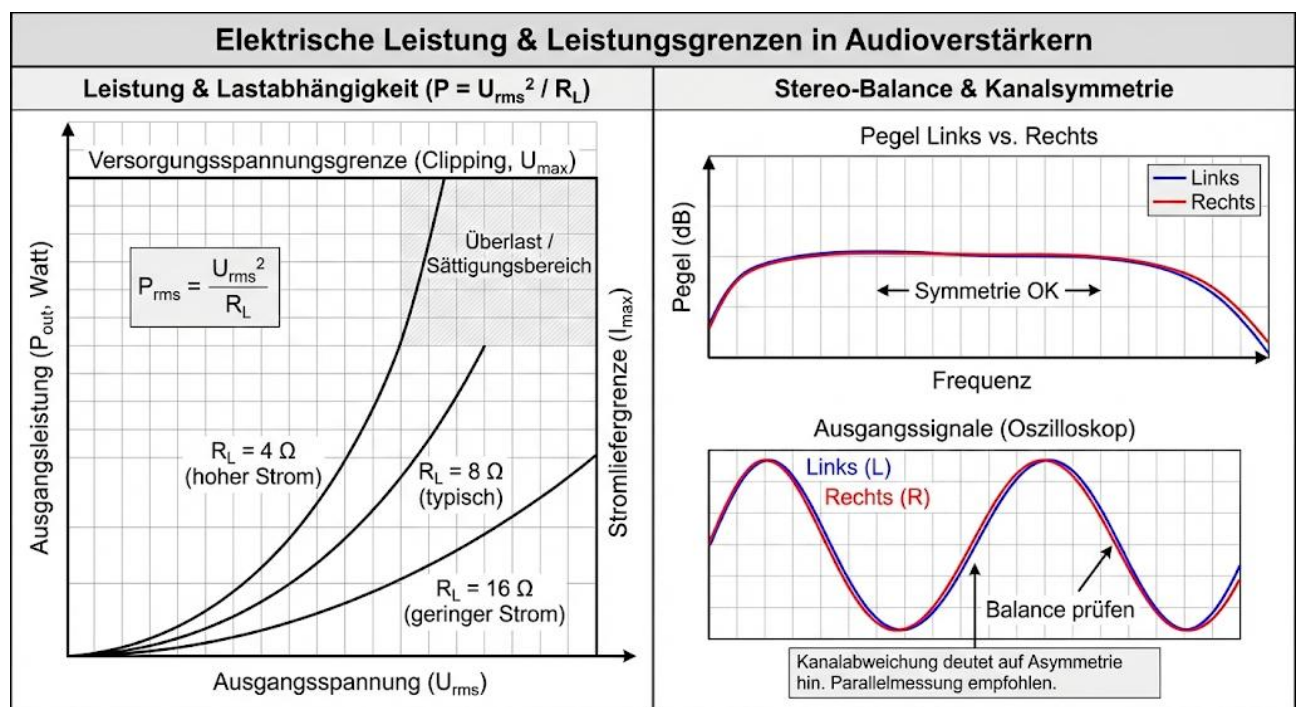
1.5.1 Elektrische Leistung und Leistungsgrenzen

Die elektrische Leistung beschreibt die Fähigkeit eines Audioverstärkers, Energie kontrolliert in eine definierte Last zu übertragen, und stellt damit die energetische Betriebsgrundlage jeder audiatechnischen Übertragung dar. Sie ergibt sich aus dem Effektivwert der Ausgangsspannung in Relation zur Lastimpedanz R :

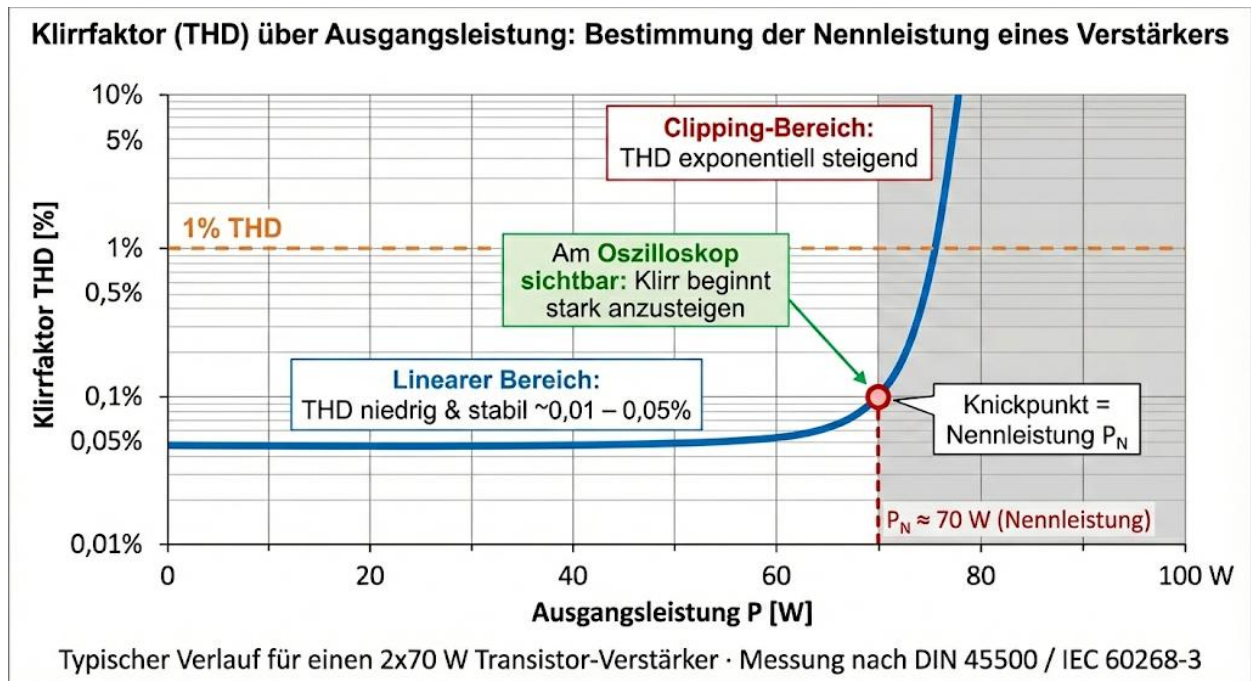
$$P = \frac{U_{\text{RMS}}^2}{R}$$

Die Leistungsabgabe ist stets lastabhängig und durch Versorgungsspannung, Stromlieferfähigkeit sowie thermische Grenzbedingungen limitiert. Besonders in niederohmigen Lautsprecherlasten treten hohe Stromanforderungen auf, wodurch sich die reale Leistungsfähigkeit eines Verstärkers erst unter Belastung valide beurteilen lässt.

In stereophonen Systemen wird neben der absoluten Leistungsabgabe auch die Symmetrie beider Kanäle bewertet. Bereits bei geringer Aussteuerung lässt sich prüfen, ob beide Ausgänge aktiv sind und korrekt arbeiten. Die eigentliche messtechnische Relevanz liegt jedoch in der Frage, ob beide Kanäle bei identischer Anregung und Frequenz denselben Leistungsoutput liefern. Abweichungen weisen auf asymmetrische Endstufenbedingungen oder Versorgungseinflüsse hin und können sich sowohl auf die räumliche Balance als auch auf das Verzerrungsverhalten auswirken. Die parallele Beobachtung der Ausgangssignale über ein Oszilloskop erlaubt hierbei eine direkte Kontrolle der Amplitudengleichheit und der Begrenzungscharakteristik.



Mit steigender Aussteuerung wächst die abgegebene Leistung zunächst proportional. Gleichzeitig erhöht sich der Klirrfaktor moderat, solange sich das System im linearen Arbeitsbereich befindet. An der Leistungsgrenze tritt jedoch ein charakteristischer Knickpunkt auf: Versorgungsspannung oder Stromlieferfähigkeit werden ausgeschöpft, wodurch die Signalform zu begrenzen beginnt. Ab diesem Punkt steigt der Klirrfaktor überproportional an.



Die Nennleistung eines Verstärkers wird daher nicht als maximal erreichbare Spitzenleistung definiert, sondern als jene Dauerleistung, die bei einem festgelegten Verzerrungsgrenzwert – etwa 0,5 % THD – abgegeben werden kann. Sie markiert den höchsten praxisrelevanten Leistungswert innerhalb akzeptabler Signalreinheit und beschreibt damit die nutzbare lineare Betriebsgrenze.

Für eine realitätsnahe Bewertung ist die Leistungs- und Verzerrungsmessung ausschließlich unter elektrischer Last sinnvoll. Messungen im Leerlauf verschleiern strom- und versorgungsbedingte Nichtlinearitäten, da der Verstärker ohne Energieabgabe idealisiert arbeitet. Erst unter definierter Last treten Verzerrungsschwächen, Versorgungseinbrüche oder thermische Effekte zutage. Die Leistungsbewertung bildet somit den energetischen Rahmen, innerhalb dessen sämtliche weiteren Qualitätskenngrößen eines Audiosystems gültig interpretiert werden können.

1.5.2 Pegel (Level) und Verstärkung (Gain)

Der Pegel ist die fundamentale physikalische Bezugsgröße jeder Audiomessung. Ohne präzise definierte Amplitudenreferenz sind weder lineare noch nichtlineare Kenngrößen sinnvoll interpretierbar. In elektrischen Audiosystemen wird der Pegel typischerweise als Effektivwert einer Spannung oder Leistung angegeben, beispielsweise in Volt RMS, dBV, dBu oder als Leistungswert in Watt bei definierter Lastimpedanz.

Die zentrale Eigenschaft eines linearen Verstärkers ist die proportionale Skalierung des Eingangssignals. Diese Skalierung wird durch die Verstärkung (Gain) beschrieben:

$$G = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}}$$

In logarithmischer Darstellung:

$$G_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} \right)$$

Die Verwendung der dB-Skala ist nicht nur konventionell, sondern technisch sinnvoll, da sie große Dynamikbereiche komprimiert darstellt und Multiplikationen in additive Relationen überführt.

In der Praxis sind mehrere Pegeldefinitionen relevant:

1. Nennpegel (Nominal Level)

Der Pegel, bei dem ein Gerät im vorgesehenen linearen Arbeitsbereich betrieben wird. Er definiert den Referenzpunkt für Frequenzgang- und Verzerrungsmessungen.

2. Maximalpegel / Clipping-Level

Der Pegel, bei dem ein definierter Verzerrungsgrenzwert erreicht wird (z. B. 1 % THD+N). Dieser Wert bestimmt die Aussteuerungsreserve und den Headroom eines Systems.

3. Operating Level mit Headroom

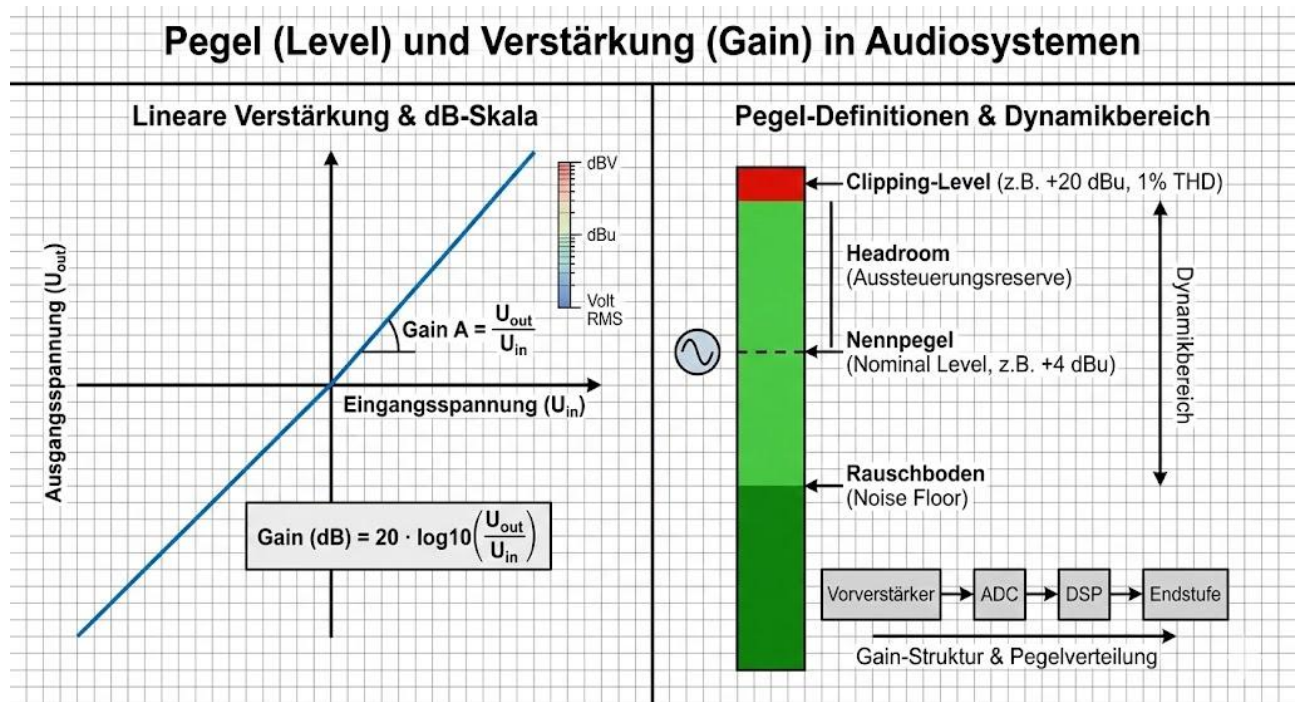
In professionellen Anwendungen wird ein Arbeitspegel definiert, der typischerweise 15–20 dB unterhalb des Clipping-Levels liegt, um transiente Spitzen verzerrungsfrei verarbeiten zu können.

4. Gain-Struktur innerhalb einer Signalkette

In komplexen Systemen (Vorverstärker, ADC, DSP, Endstufe) bestimmt die interne Pegelverteilung maßgeblich das Verzerrungs- und Rauschverhalten. Eine zu hohe Verstärkung in frühen Stufen erhöht Nichtlinearität, während eine zu niedrige Verstärkung das Rauschen nachfolgender Stufen dominant werden lässt.

Technisch entscheidend ist, dass jede weitere Messgröße – insbesondere THD+N und SNR – pegelabhängig ist. Nichtlinearitäten wachsen überproportional mit steigender Amplitude, während Rauschanteile bei niedrigen Pegeln relativ dominieren. Der gewählte Messpegel bestimmt daher maßgeblich die Aussagekraft der gesamten Charakterisierung.

Aus messtechnischer Sicht ist die präzise Kalibrierung des Pegels Voraussetzung für reproduzierbare Ergebnisse. Hochwertige Audioanalysatoren verwenden referenzstabile Quellen, automatische Level-Regelung und RMS-Detektion mit definierter Integrationszeit.



1.5.3 Frequenzgang (Frequency Response)

Der Frequenzgang beschreibt die amplitudenabhängige Übertragungscharakteristik eines Audiosystems in Abhängigkeit von der Anregungsfrequenz und stellt damit die zentrale Kenngröße zur Beurteilung linearer spektraler Integrität dar. Formal repräsentiert er den Betrag der komplexen Übertragungsfunktion $H(f)$ eines Systems und quantifiziert, in welchem Maß einzelne Frequenzanteile eines Eingangssignals verstärkt, abgeschwächt oder unverändert übertragen werden. Während Pegel und Gain die Skalierung auf einem Punkt definieren, beschreibt der Frequenzgang die Skalierung entlang der gesamten audiorelevanten Bandbreite.

In ideal linear arbeitenden Übertragungssystemen wäre der Frequenzgang innerhalb des Nutzbandes konstant, also frequenzunabhängig. Real existierende Audiosysteme weisen jedoch stets frequenzselektive Abweichungen auf, die aus Bauelementtoleranzen, kapazitiven und induktiven Kopplungen, Filterstrukturen, Gegenkopplungsnetzwerken sowie lastabhängigen Wechselwirkungen resultieren.

Selbst bei hochlinearen Schaltungen entstehen Amplitudenabweichungen durch frequenzabhängige Impedanzen, Slew-Rate-Limitierungen oder Bandbreitenrestriktionen aktiver Verstärkerstufen.

Messtechnisch wird der Frequenzgang üblicherweise als logarithmische Darstellung der Pegelübertragung in dB über der Frequenzachse erfasst. Die Messung erfolgt entweder mittels Sinus-Sweep, gestuftem Einzeltonverfahren oder breitbandiger FFT-Analyse unter Verwendung von Rausch- oder Multitonsignalen. Entscheidend ist dabei die Referenzierung auf einen definierten Bezugspegel, meist im mittleren Frequenzbereich (z. B. 1 kHz), von dem aus relative Abweichungen bestimmt werden. Bereits geringe Pegeldifferenzen von $\pm 0,1$ dB können in hochauflösenden Systemen mess- und unter Umständen auch hörrelevant sein.

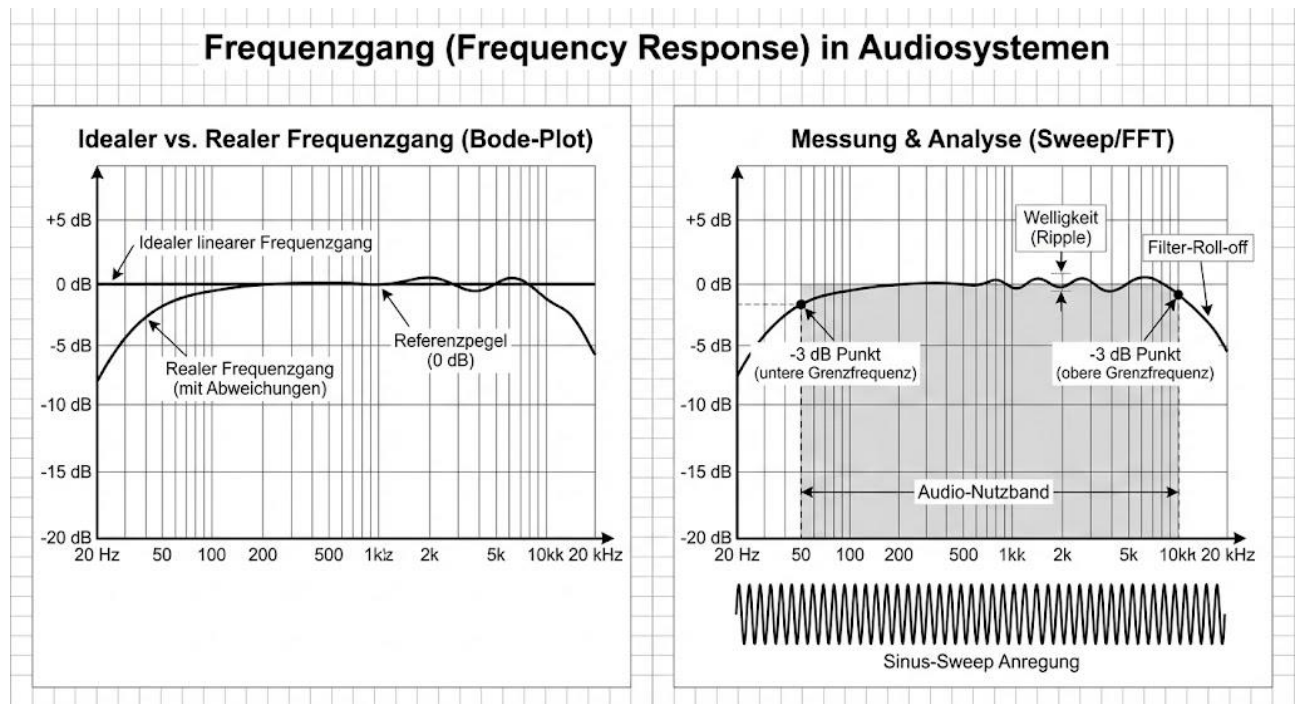
Technisch bedeutsam ist nicht nur die absolute Bandbreite, sondern die Homogenität der Übertragungsfunktion innerhalb des Nutzbandes. Ein formal „weiter“ Frequenzgang garantiert keine spektrale Neutralität, wenn innerhalb des Audiobandes Welligkeiten, Resonanzen oder Filterüberhöhungen auftreten. Solche Strukturen entstehen häufig durch Rückkopplungsphasenverschiebungen, Transformatorinduktivitäten, Lautsprecherimpedanzen oder akustische Lastbedingungen. In elektroakustischen Systemen überlagern sich elektrische und mechanische Übertragungsfunktionen, wodurch komplexe Amplitudenverläufe entstehen können.

Für die Verzerrungsanalyse besitzt der Frequenzgang eine indirekte, jedoch zentrale Bedeutung. Nichtlineare Messgrößen wie THD oder IMD sind nur dann korrekt interpretierbar, wenn die lineare Übertragung spektral neutral ist. Frequenzabhängige Pegelüberhöhungen können einzelne Harmonische verstärken oder abschwächen und somit das Verzerrungsspektrum verfälschen. Besonders kritisch ist dies bei breitbandigen Mehrtonanregungen oder Intermodulationstests, bei denen die spektrale Gleichmäßigkeit der Anregung Voraussetzung für valide Ergebnisse ist.

Ein weiterer praxisrelevanter Aspekt ist die Lastabhängigkeit des Frequenzgangs. Verstärker, Kopfhörerausgänge oder D/A-Wandler zeigen unter variierenden Impedanzbedingungen teils signifikant veränderte Übertragungsfunktionen. Ausgangsimpedanz, Dämpfungsfaktor und Kabelkapazität wirken hierbei als frequenzselektive Spannungsteiler. Für reproduzierbare Messungen ist daher eine normierte Lastsimulation essenziell.

Neben der Amplitudenübertragung ist die frequenzabhängige Phasenverschiebung integraler Bestandteil der Übertragungsfunktion, wenngleich sie oft getrennt

ausgewiesen wird. Amplituden- und Phasenfrequenzgang sind mathematisch gekoppelt; nichtlineare Amplitudenverläufe implizieren zwangsläufig dispersive Gruppenlaufzeiten. Diese Wechselwirkung beeinflusst insbesondere transiente Signalstrukturen, auch wenn der Amplitudenfrequenzgang formal innerhalb enger Toleranzen liegt.



In modernen Messsystemen erfolgt die Frequenzganganalyse häufig simultan mit Verzerrungs- und Rauschmessungen. FFT-basierte Verfahren ermöglichen die parallele Erfassung von Amplitudenverlauf, Harmonikspektrum und Störlinien innerhalb eines einzigen Sweeps. Dadurch lässt sich unmittelbar erkennen, ob spektrale Unregelmäßigkeiten linearer oder nichtlinearer Natur sind.

1.5.4 Total Harmonic Distortion + Noise (THD+N)

Die Messgröße Total Harmonic Distortion plus Noise (THD+N) beschreibt die integrale Abweichung eines real übertragenen Signals von seinem ideal linearen Referenzzustand unter gleichzeitiger Berücksichtigung deterministischer und stochastischer Störanteile. Im Gegensatz zur reinen Harmonischen Verzerrung, bei der ausschließlich spektral diskrete Oberwellen in die Bewertung eingehen, umfasst THD+N zusätzlich breitbandige Rauschkomponenten, Modulationsreste, Netzstörlinien sowie sonstige nichtkorrelierte Signalanteile innerhalb der definierten Messbandbreite. Die Kenngröße bildet damit die

energetische Gesamtrestgröße aller nicht zum Nutzsignal gehörenden Signalbestandteile.

Methodisch basiert die THD+N-Bestimmung auf einem Residualverfahren, bei dem die Grundfrequenz des Prüfsignals selektiv unterdrückt wird. Dies geschieht klassisch über ein hochselektives Kerbfilter oder – in digital implementierten Systemen – über äquivalente Notch-Algorithmen. Nach Eliminierung der Grundwelle wird das verbleibende Restsignal breitbandig verstärkt und als Effektivwert detektiert. Der resultierende Messwert entspricht dem Verhältnis dieser Restenergie zur ursprünglichen Grundwellenamplitude innerhalb der festgelegten Bandbreite:

$$\text{THD} + \text{N} = \frac{U_{\text{Residual}}}{U_1}$$

wobei U_{Residual} die Effektivspannung sämtlicher Verzerrungs- und Rauschanteile darstellt, während U_1 die Effektivspannung der Grundkomponente repräsentiert.

Entscheidend für die Aussagekraft der Messgröße ist die Definition der Integrationsbandbreite. Während harmonische Verzerrungen spektral diskret auftreten, ist das Rauschen kontinuierlich verteilt. Eine Erweiterung der Bandbreite erhöht daher den N-Anteil ohne Veränderung der eigentlichen Nichtlinearität. Normative Messverfahren definieren deshalb präzise Bandbegrenzungen, beispielsweise 20 Hz bis 20 kHz oder – bei Telekommunikationsanwendungen – bandpassgefilterte Bewertungsbereiche.

Ein weiterer kritischer Parameter ist die spektrale Reinheit der Anregungsquelle. Generatorartefakte würden nach Grundwellensuppression unmittelbar in das Residualsignal eingehen und fälschlich dem Prüfling zugeschrieben werden. Hochauflösende Analysatoren verwenden daher extrem verzerrungsarme Oszillatoren oder digitale Synthese mit nachgeschalteter Analogfilterung, um die Eigenverzerrung des Messsystems unterhalb der Messgrenze zu halten.

Im praktischen Entwicklungsumfeld dient THD+N häufig als Grenzwertindikator für den linearen Betriebsbereich eines Systems. Durch Pegelsweeps lässt sich die Amplitudenabhängigkeit der Nichtlinearität erfassen. Typischerweise steigt THD+N exponentiell an, sobald Bauelemente in Sättigung, Strombegrenzung oder Slew-Rate-Limitierung übergehen. Die Messgröße eignet sich damit zur Bestimmung von Headroom, Aussteuerungsreserve und Clip-Charakteristik.

Von besonderer Relevanz ist die Tatsache, dass THD+N eine energetische Summenmetrik darstellt, die keine spektrale Differenzierung vornimmt. Unterschiedliche Verzerrungssignaturen können identische THD+N-Werte erzeugen, obwohl ihre spektrale Struktur und damit ihre psychoakustische Wirkung stark divergieren. Breitbandiges Rauschen kann denselben Messwert liefern wie dominanter K3-Klirr, obwohl beide Artefakte völlig unterschiedliche Wahrnehmungsfolgen besitzen. Aus diesem Grund wird THD+N in hochauflösender Analysepraxis stets durch FFT-Spektraldarstellungen ergänzt.

Digitale Messsysteme implementieren THD+N häufig parallel zur spektralen Zerlegung. Dabei wird die Grundfrequenz numerisch entfernt und das verbleibende Spektrum frequenzselektiv integriert. Diese Vorgehensweise ermöglicht zusätzliche Bewertungsoptionen wie gewichtete Rauschfilter, begrenzte Harmonischenordnungen oder getrennte Ausweisung von Verzerrungs- und Rauschanteilen.

In der Systemcharakterisierung fungiert THD+N als Brückenmetrik zwischen linearer und nichtlinearer Analyse. Sie reagiert sowohl auf Kennlinienkrümmungen als auch auf Rauschbodenveränderungen, Modulationsartefakte oder Netzstörungen. Ihre Sensitivität gegenüber unterschiedlichen Störquellen macht sie zu einer universellen, jedoch interpretativ kontextabhängigen Kenngröße.

1.5.5 Signal-Rausch-Verhältnis (Signal-to-Noise Ratio - SNR)

Das Signal-Rausch-Verhältnis (SNR) quantifiziert die Relation zwischen deterministischer Nutzsignalenergie und stochastischer Rauschleistung eines Audiosystems innerhalb einer definierten Bandbreite. Es beschreibt damit nichtlineare Abweichungen im engeren Sinne, sondern die dynamische Trennschärfe zwischen beabsichtigtem Signalanteil und zufälligem Störhintergrund. Formal wird das SNR als logarithmisches Verhältnis der Effektivwerte angegeben:

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{U_{\text{Signal}}}{U_{\text{Noise}}} \right)$$

bzw. leistungsspezifisch als

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{Signal}}}{P_{\text{Noise}}} \right)$$

Die Aussagekraft dieser Größe ist unmittelbar an die Definition der Referenzbedingungen gekoppelt. Maßgeblich sind insbesondere:

- Referenzsignalpegel (z. B. Nennpegel oder Volllaussteuerung),
- Integrationsbandbreite (z. B. 20 Hz–20 kHz),
- eventuelle Bewertungsfilter (A-Weighting, CCIR-Weighting),
- Lastimpedanz und Abschlussbedingungen.

Ohne eindeutige Spezifikation dieser Parameter ist ein SNR-Wert nicht vergleichbar.

Rauschanteile in Audiosystemen setzen sich aus mehreren physikalischen Quellen zusammen: thermisches Widerstandsrauschen (Johnson-Nyquist-Rauschen), Strom- und Spannungsrauschen aktiver Halbleiter, Flickerrauschen ($1/f$ -Anteile), Quantisierungsrauschen in digitalen Systemen sowie eingekoppelte Störlinien aus Netz- oder HF-Umgebungen. Während deterministische Verzerrungsprodukte spektral diskret erscheinen, ist Rauschen statistisch verteilt und erfordert eine breitbandige Effektivwertintegration. In hochauflösenden FFT-Analysen wird das Rauschspektrum typischerweise als kontinuierlicher Untergrund dargestellt, dessen Leistungsdichte frequenzabhängig variieren kann.

In analogen Systemen ist das erreichbare SNR primär durch Bauelementphysik und Bandbreite limitiert. Das thermische Rauschen eines Widerstands R innerhalb der Bandbreite B ergibt sich aus:

$$\bar{u}_n^2 = 4kTRB$$

mit der Boltzmann-Konstante k , absoluter Temperatur T und Bandbreite B . Daraus folgt unmittelbar, dass jede Erweiterung der Messbandbreite das gemessene Rauschniveau erhöht. In digitalen Systemen bestimmt zusätzlich die effektive Wortbreite die theoretische Obergrenze des SNR. Für einen idealen N -Bit-Wandler ergibt sich näherungsweise:

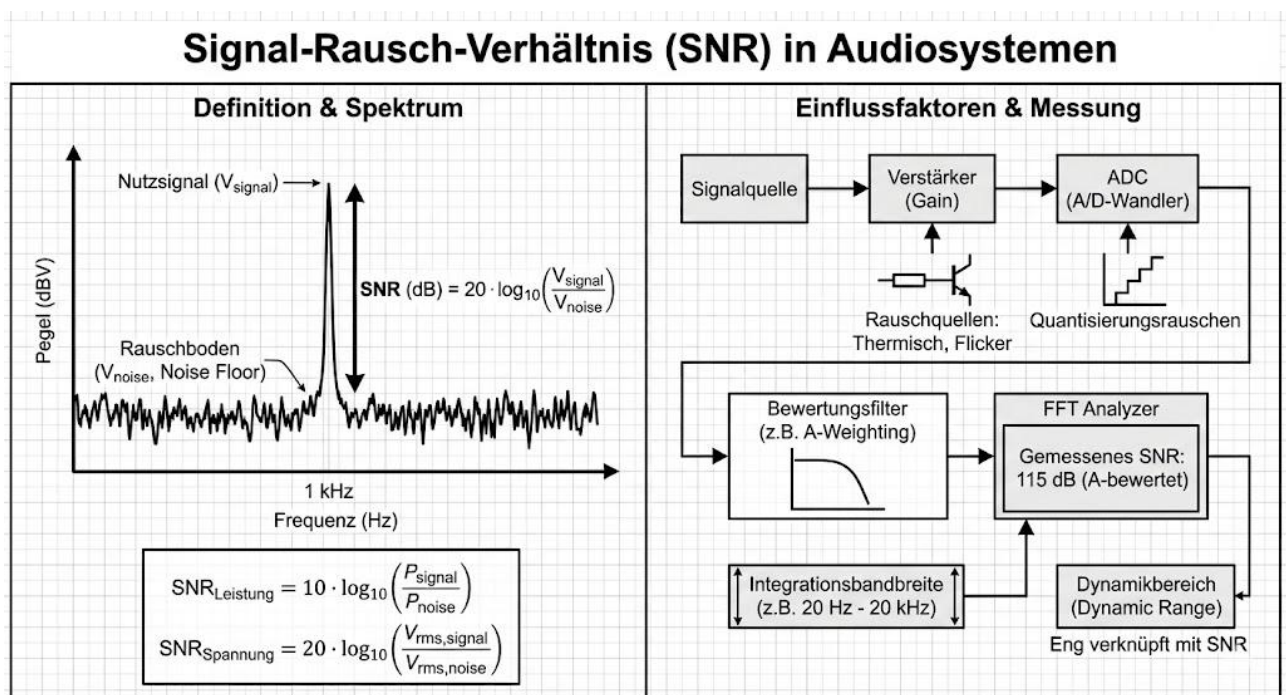
$$\text{SNR}_{\text{theoretisch}} \approx 6,02N + 1,76 \text{ dB}$$

Reale Systeme unterschreiten diesen Wert aufgrund nichtidealer Linearität, Taktjitter und Analogfrontend-Rauschen.

Praktisch relevant ist die Differenzierung zwischen SNR und verwandten Kenngrößen wie Dynamic Range oder SINAD. Während SNR ausschließlich das Rauschen berücksichtigt, integriert SINAD zusätzlich harmonische Verzerrungsanteile. Dynamic

Range wird häufig als Differenz zwischen maximal verzerrungsfreiem Pegel und dem Rauschboden definiert und ist damit eng, aber nicht identisch mit dem SNR verknüpft.

Für die Systemauslegung besitzt das SNR unmittelbare Konsequenzen hinsichtlich Gain-Struktur und Headroom-Management. Eine zu geringe Vorverstärkung verschiebt das Nutzsignal in die Nähe des Rauschbodens nachfolgender Stufen, während übermäßige Verstärkung frühzeitig Nichtlinearitäten aktiviert. Optimale Auslegung erfordert daher eine abgestimmte Verteilung der Verstärkungsfaktoren entlang der Signalkette, sodass der Nutzsignalpegel in jeder Stufe ausreichend Abstand zum Eigenrauschen besitzt, ohne die lineare Arbeitsgrenze zu überschreiten.



In der Bewertung moderner Hochleistungsgeräte bewegen sich SNR-Werte typischerweise im Bereich von 100 dB bis über 120 dB im Audioband. Bei derartigen Größenordnungen liegt das Eigenrauschen deutlich unterhalb üblicher Hörschwellen, sodass weitere Verbesserungen primär messtechnische, jedoch kaum noch psychoakustische Relevanz besitzen. Dennoch bleibt das SNR eine zentrale Kenngröße zur Quantifizierung der dynamischen Transparenz eines Systems und zur Identifikation konstruktiver Schwachstellen in analogen oder digitalen Frontends.

1.5.6 Übersprechen (Crosstalk) und Kanaltrennung

Übersprechen beschreibt die unerwünschte Kopplung eines Signals von einem nominal unabhängigen Kanal in einen anderen. In Mehrkanalsystemen – insbesondere in stereophonen Übertragungsketten – stellt die Kanaltrennung eine wesentliche Bedingung für räumliche Abbildungsgenauigkeit, Phasenkohärenz und spektrale Integrität dar. Crosstalk ist damit keine nichtlineare Verzerrung im engeren Sinn, sondern eine strukturelle Systemabweichung infolge endlicher Isolation zwischen Signalpfaden.

Formal wird Übersprechen als Verhältnis zwischen eingekoppeltem Fremdsignalpegel U_{XT} und ursprünglichem Nutzsignalpegel U_{Signal} angegeben:

$$\text{Crosstalk}_{\text{dB}} = 20 \log_{10} \left(\frac{U_{XT}}{U_{Signal}} \right)$$

Typischerweise wird ein Kanal mit einem definierten Sinuston angeregt, während der andere Kanal terminiert und dessen Ausgangssignal gemessen wird. Die Messung erfolgt frequenzabhängig, da die Kopplungsmechanismen stark spektral variieren können. Werte unter -80 dB gelten in vielen Anwendungen als sehr gut, während hochwertige Studioteknik Trennungen jenseits von -100 dB erreichen kann.

Die physikalischen Ursachen von Crosstalk sind vielfältig. In analogen Schaltungen dominieren kapazitive und induktive Kopplungen zwischen Leiterbahnen, gemeinsame Impedanzen in Masse- oder Versorgungspfaden sowie magnetische Streufelder in Transformatoren. In integrierten Schaltungen kommen Substratkopplungen und parasitäre Kapazitäten hinzu. Auch die Ausgangsimpedanz aktiver Stufen in Kombination mit gemeinsamen Laststrukturen kann kanalübergreifende Signalanteile erzeugen. In digitalen Systemen entstehen zusätzliche Kopplungsmechanismen durch Taktrückwirkungen, gemeinsame Referenzspannungen oder Übersprechen auf Leiterplatten mit hoher Packungsdichte.

Ein wesentlicher Aspekt ist die Frequenzabhängigkeit der Kanaltrennung. Kapazitive Kopplungen nehmen mit steigender Frequenz zu, sodass die Isolation im Hochtonbereich häufig schlechter ausfällt. Induktive Kopplungen können hingegen im Tieftonbereich dominieren. Eine vollständige Charakterisierung erfordert daher eine breitbandige Frequenzanalyse anstelle einer Einzeltonmessung.

Für die psychoakustische Bewertung ist nicht allein der absolute Crosstalk-Wert entscheidend, sondern dessen spektrale Struktur und Phasenlage. Geringe, frequenzgleichphasige Übersprechanteile können bei Stereosignalen lediglich zu einer

leichten Pegelreduktion der Kanaltrennung führen. Frequenz- oder phasenverzernte Kopplungen hingegen verändern Interauralpegel- und Interauralzeitdifferenzen und können damit die räumliche Lokalisation signifikant beeinflussen. Besonders kritisch sind asymmetrische Übersprechmuster, bei denen nur ein Kanal stärker betroffen ist.

In der Systemauslegung spielt die Trennung von Signal- und Rückstrompfaden eine zentrale Rolle. Saubere Masseführung, differenzielle Signalübertragung, getrennte Versorgungsschienen sowie symmetrische Layoutführung sind konstruktive Maßnahmen zur Minimierung von Crosstalk. In hochauflösenden Systemen mit sehr großem Dynamikumfang kann selbst geringfügige Kanalbeeinflussung messbar werden, ohne jedoch zwangsläufig hörrelevant zu sein.

Messtechnisch ist darauf zu achten, dass der Eigenrauschboden des Analysators unterhalb des zu erwartenden Übersprechpegels liegt, da sonst die Messung durch das Rauschniveau limitiert wird. Moderne FFT-basierte Systeme erlauben zudem die spektrale Differenzierung des eingekoppelten Signals, sodass zwischen harmonisch korreliertem Crosstalk und breitbandigem Rauschübersprechen unterschieden werden kann.

Zusammenfassend beschreibt Crosstalk die strukturelle Isolation zwischen Kanälen eines Audiosystems. Die Kanaltrennung ist frequenzabhängig, layout- und impedanzbedingt sowie stark konstruktionssensitiv. Für hochauflösende Stereo- oder Mehrkanalanwendungen ist eine große, breitbandig stabile Isolation Voraussetzung für räumliche Präzision und spektrale Transparenz.

1.5.7 Phasenbeziehungen und Polarität

Phasenbeziehungen beschreiben die frequenzabhängige zeitliche Verschiebung zwischen Ein- und Ausgangssignal eines Systems und stellen damit die zweite Dimension der komplexen Übertragungsfunktion neben dem Amplitudenverlauf dar. Während der Frequenzgang die Betragscharakteristik von $H(f)$ erfasst, beschreibt der Phasenverlauf den Argumentteil $\varphi(f)$. Beide Größen sind mathematisch untrennbar gekoppelt und bestimmen gemeinsam das vollständige lineare Systemverhalten.

Für ein lineares zeitinvariantes System gilt:

$$H(f) = |H(f)| \cdot e^{j\varphi(f)}$$

Der Phasenwinkel $\varphi(f)$ ist frequenzabhängig und führt zu Laufzeitunterschieden einzelner Spektralkomponenten. Besonders relevant ist hierbei die Gruppenlaufzeit

$$\tau_g(f) = -\frac{d\varphi(f)}{d\omega}$$

die die effektive Verzögerung einer schmalbandigen Modulation um die Kreisfrequenz ω beschreibt. Eine konstante Gruppenlaufzeit innerhalb des Audiobandes entspricht einer phasenlinearen Übertragung und erhält transiente Signalstrukturen ohne spektrale Dispersion. Nichtlineare Phasenverläufe führen dagegen zu zeitlicher Spreizung von Impulsen und damit zu veränderter Einschwingcharakteristik.

In Audiosystemen entstehen frequenzabhängige Phasenverschiebungen durch Filterstrukturen, Kopplungskondensatoren, Transformatoren, Gegenkopplungsnetzwerke sowie Lautsprecherweichen. Selbst wenn der Amplitudenfrequenzgang innerhalb enger Toleranzen liegt, können dispersive Phasenverläufe auftreten, insbesondere in Systemen mit steiflankigen Filtern oder resonanzbehafteten Übertragungstrecken. Die psychoakustische Relevanz solcher Phasenabweichungen hängt stark vom Signaltyp ab: Stationäre Sinustöne sind unempfindlich gegenüber absoluter Phase, während transiente oder breitbandige Impulse zeitstrukturelle Veränderungen erfahren können.

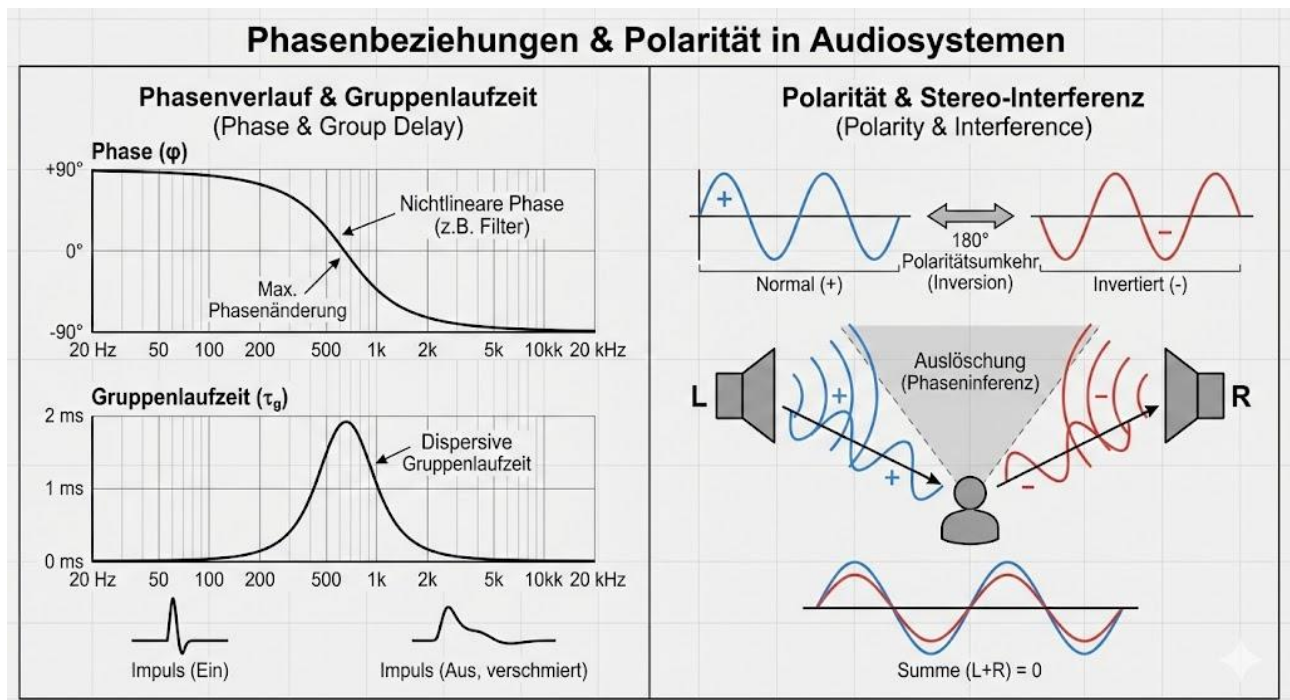
Neben dem kontinuierlichen Phasenverlauf ist die Polarität eine diskrete Eigenschaft. Eine Polaritätsumkehr entspricht einer Phasenverschiebung von 180° über das gesamte Spektrum und resultiert in einer Inversion der Signalform. Mathematisch:

$$u_{\text{out}}(t) = -u_{\text{in}}(t)$$

In isolierten Einzelkanalsystemen ist eine absolute Polaritätsumkehr oft kaum wahrnehmbar. In Mehrkanal- oder Stereoanwendungen führt sie jedoch zu erheblichen Interferenzeffekten. Bei gegenphasiger Addition zweier Kanäle können Signalanteile partiell oder vollständig ausgelöscht werden. Besonders kritisch ist dies in Summensignalen (Mono-Kompatibilität) oder bei der räumlichen Abbildung, da interaurale Phasenbeziehungen unmittelbar die Lokalisation beeinflussen.

Messtechnisch werden Phasenverläufe entweder durch Sinus-Sweep mit simultaner Amplituden- und Phasenerfassung oder durch Impulsantwortmessung mittels FFT-basierter Verfahren bestimmt. Letztere erlauben die Berechnung von Phase, Gruppenlaufzeit und Impulsantwort in einem konsistenten mathematischen Rahmen.

Entscheidend ist hierbei die korrekte Referenzierung und Fensterung, da Phasenmessungen sensitiv gegenüber Zeitversatz und Jitter sind.



In digitalen Systemen können zusätzlich diskrete Verzögerungen durch Puffer, Oversampling-Filter oder Sample-Rate-Konverter auftreten. Diese äußern sich als konstante Zeitverschiebung und beeinflussen die absolute Phase, nicht jedoch die relative Phasenlinearität innerhalb des Nutzbandes. Für Mehrkanalsysteme ist die präzise Synchronisation aller Signalpfade essentiell, da selbst geringe Laufzeitunterschiede im Submillisekundenbereich die räumliche Kohärenz beeinträchtigen können.

Zusammenfassend bestimmen Phasenbeziehungen und Polarität die zeitliche Integrität eines Audiosignals. Während der Amplitudenfrequenzgang die spektrale Gewichtung definiert, entscheidet der Phasenverlauf über Impulstreue, Transientenabbildung und interkanale Kohärenz. Eine vollständige Basischarakterisierung eines Audiosystems erfordert daher stets die gemeinsame Analyse von Betrag, Phase und Polarität der Übertragungsfunktion.

1.6 Klirrfaktorverhalten in Class-A- und Class-AB-Endstufen

Das Klirrfaktorverhalten von Leistungsverstärkern wird nicht allein durch die statische Nichtlinearität der aktiven Bauelemente bestimmt, sondern in erheblichem Maß durch die gewählte Ausgangsstufentopologie und deren Arbeitspunktlage. Insbesondere der Vergleich zwischen Class-A- und Class-AB-Betrieb verdeutlicht, dass identische Bauelemente bei unterschiedlicher Ruhestromeinstellung fundamental abweichende Verzerrungssignaturen erzeugen können. Die Ursache liegt in der Art der Stromübernahme zwischen den aktiven Halbwellenverstärkern sowie in der Stabilität der eingestellten Offset- bzw. Bias-Spannung.

Im Class-A-Betrieb arbeitet das Ausgangselement – oder das komplementäre Transistorpaar – über den gesamten Signalzyklus hinweg im leitenden Bereich. Der Arbeitspunkt liegt bewusst im linearen Zentrum der Kennlinie, sodass sowohl positive als auch negative Halbwellen ohne Übergang zwischen getrennten Verstärkerelementen übertragen werden. Die Stromführung ist kontinuierlich, es existiert kein Nulldurchgangsumschaltzeitpunkt. Daraus resultiert eine vergleichsweise homogene Übertragungskennlinie mit geringer diskontinuierlicher Krümmung im Bereich kleiner Amplituden. Der entstehende Klirrfaktor wird primär durch die exponentielle Kennlinienform der Halbleiter, thermische Drift sowie endliche Gegenkopplungsbandbreite bestimmt. Spektral dominieren häufig niedrigordentliche Harmonische, während abrupt einsetzende höherordentliche Verzerrungskomponenten ausbleiben. Der wesentliche Vorteil des Class-A-Betriebs liegt somit in der Abwesenheit übernahmebedingter Nichtlinearitäten, erkauft durch geringe Effizienz und hohe Ruhestromverluste.

Im Gegensatz dazu basiert der Class-AB-Betrieb auf einer aufgeteilten Stromverstärkung. Zwei komplementäre Leistungstransistoren – typischerweise NPN/PNP oder N-/P-MOS – verstärken jeweils eine Halbwelle des Signals. Die positive Halbwelle wird vom einen, die negative vom anderen Transistor getragen. Damit entsteht zwangsläufig ein Übernahmebereich um den Nulldurchgang, in dem die Stromleitung von einem Bauelement auf das andere übergeht. Die Qualität dieser Übergabe wird durch die eingestellte Bias- bzw. Offset-Spannung bestimmt, welche den Ruhestromfluss beider Transistoren im Ruhezustand definiert.

Ist die Offset-Spannung zu gering, entsteht eine Totzone: In einem kleinen Spannungsbereich um 0 V leitet keiner der beiden Transistoren ausreichend. Das Ausgangssignal weist dort eine flache Übergangsstelle auf – eine diskontinuierliche

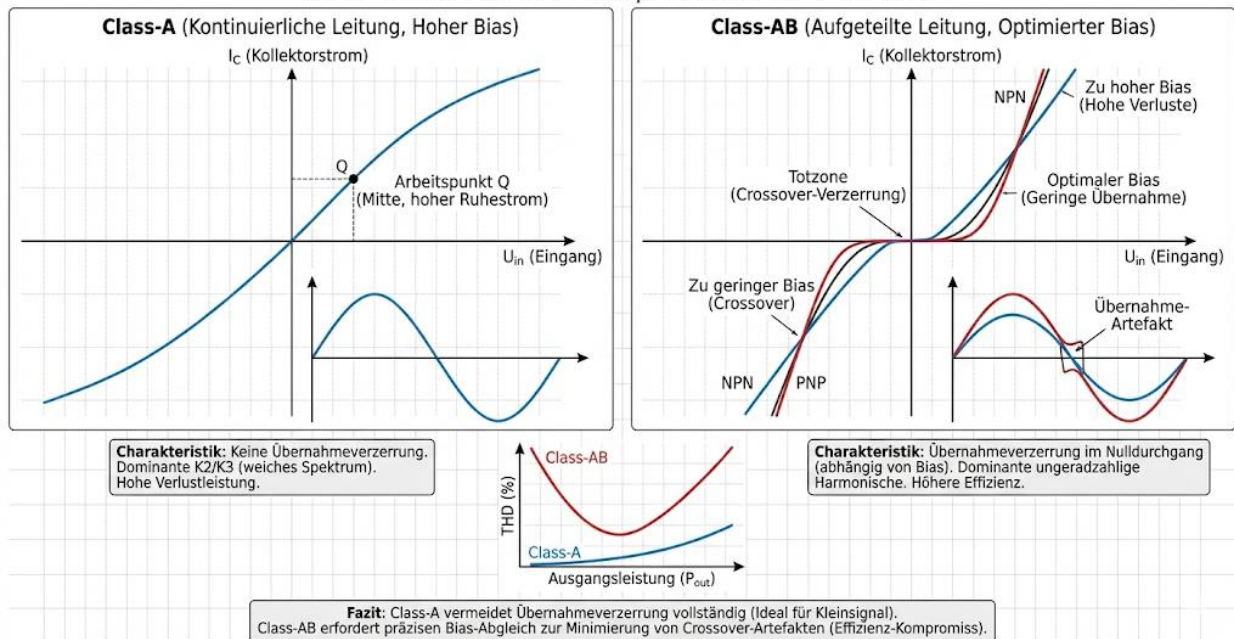
Kennlinienkrümmung. Diese Übernahmeverzerrung manifestiert sich messtechnisch als sprunghafter Anstieg des Klirrfaktors bei kleinen Pegeln und spektral durch dominante ungeradzahlige Harmonische höherer Ordnung. Besonders kritisch ist, dass diese Verzerrung nicht mit steigender Leistung beginnt, sondern bereits im Kleinsignalbereich auftritt.

Wird die Bias-Spannung hingegen zu hoch gewählt, leiten beide Transistoren gleichzeitig über einen größeren Winkelbereich. Die Übernahmeverzerrung reduziert sich zwar, jedoch steigen Ruhestrom, Verlustleistung und thermische Belastung signifikant an. Zusätzlich können durch thermische Drift Arbeitspunktverschiebungen entstehen, die langfristig wiederum asymmetrische Verzerrungskomponenten erzeugen. Die präzise Einstellung der Offset- bzw. Bias-Spannung stellt daher einen kritischen Justagepunkt dar, der sowohl klangliche als auch betriebssichere Konsequenzen besitzt.

Ein weiterer Aspekt ist die Halbwellenasymmetrie bei fehlerhafter Offsetlage. Verschiebt sich der Arbeitspunkt, verstärkt ein Transistor einen größeren Signalanteil als der andere. Die positive und negative Halbwelle werden unterschiedlich geformt, wodurch neben ungeradzahligen auch geradzahlige Harmonische entstehen. Diese Asymmetrie kann aus Bauteiltoleranzen, thermischer Entkopplung oder Versorgungsspannungsspannungsdrift resultieren und führt zu einer spektral komplexeren Verzerrungssignatur als im ideal symmetrischen Class-AB-Betrieb.

Im direkten Klirrfaktorvergleich zeigt sich daher ein charakteristisches Verhalten: Class-A-Stufen weisen bei kleinen und mittleren Leistungen typischerweise niedrigere und spektral „weichere“ Verzerrungswerte auf, während Class-AB-Stufen bei optimal eingestelltem Bias ähnliche oder sogar bessere Werte bei höheren Leistungen erreichen können. Unterhalb eines kritischen Pegels dominiert jedoch in Class-AB-Systemen die Übernahmeverzerrung, sofern der Ruhestrom nicht ausreichend dimensioniert ist.

Klirrfaktorverhalten & Arbeitspunkt: Class-A vs. Class-AB



Aus messtechnischer Sicht lässt sich dieser Unterschied besonders deutlich in Pegelsweeps darstellen. Während der Klirrfaktor einer Class-A-Stufe relativ gleichmäßig mit der Aussteuerung ansteigt, zeigt die Class-AB-Kennlinie häufig ein Minimum im mittleren Leistungsbereich, jedoch erhöhte Verzerrung sowohl im Kleinsignal- als auch im Grenzleistungsbereich. Die nichtlineare Übernahme um den Nulldurchgang bildet dabei eine eigenständige Verzerrungsquelle, die unabhängig von der großsignalbedingten Sättigungs-nichtlinearität wirkt.

Zusammenfassend resultiert der klirrfaktorbestimmende Unterschied zwischen Class-A- und Class-AB-Endstufen primär aus der Kontinuität der Stromleitung. Class-A vermeidet Halbwellenübergänge vollständig und damit auch übernahmebedingte Diskontinuitäten, während Class-AB durch die Aufteilung in positive und negative Verstärkungswege eine präzise kontrollierte Offset- bzw. Bias-Spannung erfordert. Bereits geringe Fehlanpassungen dieser Arbeitspunktparameter führen zu mess- und hörbaren Verzerrungsartefakten, deren spektrale Struktur maßgeblich durch die Symmetrie des Übergangs bestimmt wird.

2. Mathematische Modelle nichtlinearer Kennlinien

Nichtlineare Verzerrungen entstehen nicht zufällig, sondern sind unmittelbare Folge der physikalischen Kennlinien aktiver und passiver Bauelemente. Jede reale Verstärkerstufe besitzt einen funktionalen Zusammenhang zwischen Eingangsgröße und Ausgangsgröße, der im Allgemeinen nicht exakt proportional ist. Die mathematische Beschreibung dieser Zusammenhänge ist Voraussetzung für ein tiefgehendes Verständnis der Entstehung harmonischer und intermodulativer Verzerrungen.

Während lineare Systeme vollständig durch ihre Übertragungsfunktion im Frequenzbereich charakterisiert werden können, erfordert die Analyse nichtlinearer Systeme eine Betrachtung im Zeitbereich beziehungsweise im Amplitudenbereich der Kennlinie. Hier setzt die Taylor-Reihen-Approximation als zentrales Werkzeug der nichtlinearen Systemanalyse an.

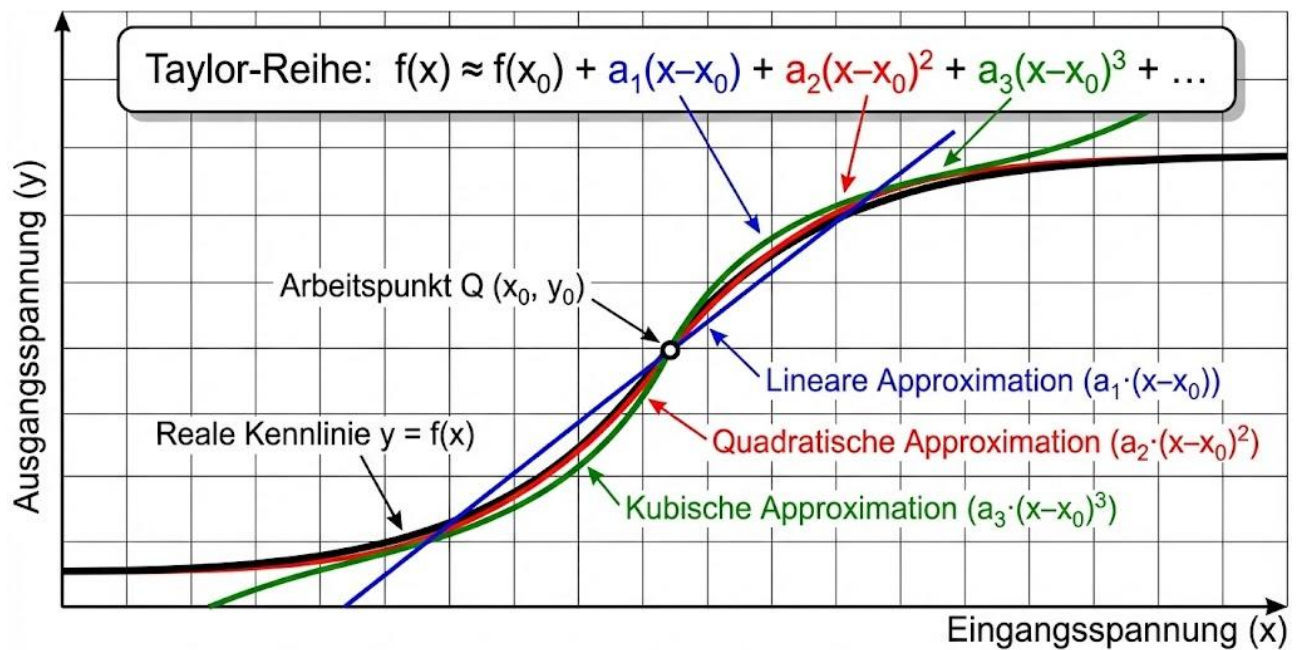
2.1 Taylor-Reihen-Approximation zur Beschreibung von Übertragungsfehlern

Die Taylor-Reihen-Approximation stellt ein fundamentales mathematisches Verfahren dar, um eine nichtlineare Funktion in der Umgebung eines definierten Arbeitspunktes durch eine Potenzreihe zu beschreiben. In der Elektronik wird sie verwendet, um die gekrümmte Kennlinie eines Bauelements lokal in eine Summe linearer und höherer Ordnungsanteile zu zerlegen.

Betrachtet man eine reale Übertragungskennlinie $y = f(x)$, so ist diese Funktion im Allgemeinen nicht streng linear. Dennoch lässt sie sich in der Umgebung eines gewählten Arbeitspunktes x_0 näherungsweise entwickeln als:

$$f(x) = f(x_0) + a_1(x - x_0) + a_2(x - x_0)^2 + a_3(x - x_0)^3 + \dots$$

Die Koeffizienten $a_1, a_2, a_3, \dots$ beschreiben dabei die lokale Steigung und Krümmung der Kennlinie unterschiedlicher Ordnung. Für die physikalische Interpretation ist entscheidend, welche Bedeutung diese einzelnen Terme für das Ausgangssignal besitzen.



Zerlegung der Kennlinienkrümmung in Potenzterme

Der lineare Anteil erster Ordnung repräsentiert das ideal proportionale Verhalten des Systems. Dieser Term bestimmt die Kleinsignalverstärkung und ist verantwortlich für die lineare Übertragung ohne spektrale Erweiterung. Würde ausschließlich dieser Term existieren, läge ein perfektes lineares System vor. Die Terme zweiter und höherer Ordnung beschreiben die Abweichung von der idealen Geraden. Sie sind Ausdruck der Krümmung der Kennlinie. Physikalisch resultieren sie aus den nichtlinearen Strom-Spannungs-Beziehungen von Halbleitern, aus Sättigungseffekten oder aus asymmetrischen Arbeitspunkten.

Wird nun ein zeitabhängiges Signal $x(t)$ eingespeist, beispielsweise ein sinusförmiger Verlauf, so wirken die einzelnen Potenzterme unterschiedlich auf dieses Signal ein. Der quadratische Term erzeugt Komponenten mit doppelter Frequenz sowie eine Gleichanteilkomponente. Der kubische Term führt zu Anteilen mit dreifacher Frequenz und beeinflusst gleichzeitig die Grundfrequenz. Höhere Ordnungen erzeugen entsprechend weiterer harmonischer Anteile.

Entscheidend ist, dass diese neuen Frequenzkomponenten nicht im Eingangssignal vorhanden waren. Sie entstehen ausschließlich durch die nichtlinearen Potenzterme der Kennlinienentwicklung. Die Taylor-Reihe liefert somit eine direkte mathematische Erklärung für das Auftreten harmonischer Verzerrungen.

Ein weiterer wesentlicher Aspekt ist die Symmetrie der Kennlinie. Besitzt die Kennlinie eine symmetrische Form um den Arbeitspunkt, so verschwinden alle geradzahligen

Terme der Entwicklung. In diesem Fall entstehen bevorzugt ungeradzahlige Harmonische. Bei asymmetrischer Kennlinie treten hingegen auch geradzahlige Verzerrungskomponenten auf. Diese mathematische Eigenschaft erklärt, warum bestimmte Schaltungstopologien charakteristische Klirrspektren besitzen.

Die Taylor-Approximation zeigt zudem, dass der Verzerrungsanteil stark vom Signalpegel abhängt. Da höhere Potenzen des Eingangssignals auftreten, wachsen die entsprechenden Verzerrungsanteile überproportional mit der Amplitude. Während der lineare Term proportional zur Signalgröße steigt, wachsen die nichtlinearen Terme mit dem Quadrat, der dritten Potenz oder höher. Dies erklärt die praktische Beobachtung, dass Verzerrungen bei hoher Aussteuerung stark zunehmen.

Ein weiterer Vorteil der Taylor-Reihe liegt in ihrer analytischen Transparenz. Sie erlaubt es, einzelne Verzerrungsordnungen gezielt zu betrachten und ihre Beiträge quantitativ abzuschätzen. In der Schaltungsentwicklung kann dadurch analysiert werden, welche Bauelemente oder Betriebsbedingungen bestimmte Harmonische dominieren.

Gleichzeitig besitzt die Taylor-Approximation Grenzen. Sie ist eine lokale Entwicklung um einen Arbeitspunkt und setzt voraus, dass das Signal innerhalb eines Bereiches bleibt, in dem die Reihenentwicklung konvergiert. Bei starker Übersteuerung oder Clipping verliert diese Beschreibung ihre Gültigkeit, da die Kennlinie nicht mehr durch eine konvergente Potenzreihe approximierbar ist.

Dennoch stellt die Taylor-Reihen-Approximation das zentrale theoretische Fundament zur Beschreibung nichtlinearer Übertragungsfehler dar. Sie verbindet die physikalische Kennlinienkrümmung direkt mit der spektralen Struktur des Ausgangssignals und ermöglicht damit eine systematische Analyse harmonischer Verzerrungen.

Durch diese mathematische Zerlegung wird deutlich, dass nichtlineare Verzerrungen keine zufälligen Artefakte sind, sondern deterministische Konsequenzen der Kennlinienform elektronischer Bauelemente. Die Potenzentwicklung liefert damit die Brücke zwischen Bauelementphysik und spektraler Signaltheorie und bildet die Grundlage für die quantitative Bewertung von Klirrfaktoren und anderen nichtlinearen Kenngrößen.

2.2 Entstehung von Oberwellen (Harmonische) aus der Kennlinienkrümmung

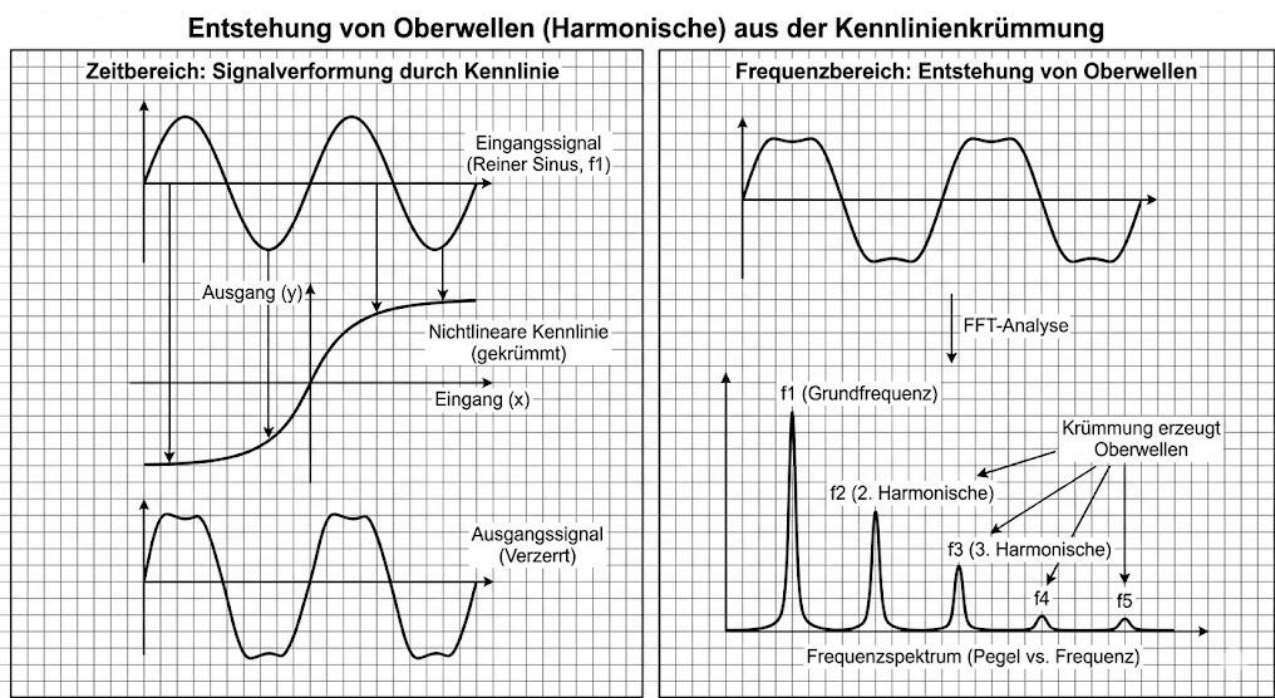
Die Entstehung harmonischer Verzerrungen ist eine direkte Konsequenz der Krümmung nichtlinearer Kennlinien. Während ein ideales lineares System ein sinusförmiges Eingangssignal ausschließlich in Amplitude und Phase verändert, führt jede Abweichung von einer strikt geradlinigen Übertragungskennlinie dazu, dass die Signalform im Zeitbereich deformiert wird. Diese zeitliche Deformation besitzt eine klar definierbare spektrale Entsprechung: Es entstehen zusätzliche Frequenzkomponenten, deren Frequenzen ganzzahlige Vielfache der ursprünglichen Grundfrequenz sind. Diese Komponenten werden als Harmonische oder Oberwellen bezeichnet.

Zur physikalischen Einordnung ist zunächst zu betrachten, was unter Kennlinienkrümmung verstanden wird. Die statische Übertragungskennlinie eines Verstärkers beschreibt den Zusammenhang zwischen Eingangs- und Ausgangsgröße. Im linearen Idealfall ist diese Beziehung durch eine Gerade charakterisiert. In realen Bauelementen hingegen ist dieser Zusammenhang gekrümmt, das heißt, die Steigung der Kennlinie ändert sich mit der Aussteuerung. Diese Änderung der lokalen Steigung bedeutet, dass unterschiedliche Signalbereiche unterschiedlich stark verstärkt werden. Wird ein sinusförmiges Signal eingespeist, so durchläuft es kontinuierlich verschiedene Bereiche der Kennlinie. Bei kleinen Amplituden bewegt sich das Signal möglicherweise noch im annähernd linearen Bereich. Mit zunehmender Auslenkung gelangt es jedoch in Bereiche stärkerer Krümmung. Dadurch wird die positive Halbwelle anders transformiert als die negative oder die Signalspitzen anders als die Signalmitte. Das ursprünglich reine Sinussignal wird somit im Zeitbereich verzerrt.

Eine verzerrte Sinusform ist mathematisch nicht mehr durch eine einzelne Frequenz beschreibbar. Nach den Prinzipien der Fourier-Analyse lässt sich jede periodische, nicht rein sinusförmige Signalform als Summe von Sinusschwingungen darstellen. Enthält das Signal aufgrund der Kennlinienkrümmung eine Formabweichung, so treten neben der Grundfrequenz zusätzliche Frequenzen auf, deren Werte ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz sind. Diese entstehen nicht durch externe Einflüsse, sondern ausschließlich durch die nichtlineare Transformation des Signals. Die Art der entstehenden Harmonischen hängt wesentlich von der Symmetrie der Kennlinie ab. Ist die Kennlinie um den Arbeitspunkt symmetrisch, so werden bevorzugt ungeradzahlige Harmonische erzeugt, beispielsweise die dritte, fünfte oder siebte Oberwelle. Bei asymmetrischer Kennlinie treten zusätzlich geradzahlige Harmonische auf, insbesondere die zweite Oberwelle. Diese Zusammenhänge ergeben sich aus der Struktur der

Potenzterme in der mathematischen Entwicklung der Kennlinie. Physikalisch spiegeln sie die unterschiedliche Behandlung der positiven und negativen Signalhälften wider.

Ein besonders anschauliches Beispiel für starke Kennlinienkrümmung ist das Clipping, bei dem die Signalspitzen begrenzt werden. Hier nähert sich die Ausgangsform einer abgeflachten oder sogar rechteckähnlichen Struktur an. Solche Signalformen besitzen ein breites Oberwellenspektrum mit zahlreichen hochfrequenten Anteilen. Die Intensität und Anzahl der erzeugten Harmonischen steigt mit zunehmender Nichtlinearität deutlich an. Von zentraler Bedeutung ist die Pegelabhängigkeit dieses Effekts. Da die Krümmung der Kennlinie außerhalb des Kleinsignalbereichs stärker wirkt, wachsen die Oberwellenanteile überproportional mit der Signalamplitude. Während die Grundfrequenz linear mit dem Eingangssignal ansteigt, nehmen die Harmonischen stärker zu. Dies erklärt die praktische Beobachtung, dass Verzerrungen bei hoher Aussteuerung sprunghaft ansteigen können.



Die spektrale Verteilung der Harmonischen ist nicht nur eine Frage der mathematischen Struktur, sondern auch der Bauelementphysik. Unterschiedliche Schaltungstopologien und Bauelemente erzeugen charakteristische Klirrspektren. Röhrenverstärker beispielsweise zeigen häufig ein Spektrum mit dominanter zweiter Harmonischer, während stark gegengekoppelte Transistorschaltungen tendenziell höhere ungeradzahlige Anteile aufweisen können. Diese Unterschiede resultieren unmittelbar

aus der jeweiligen Kennlinienform und deren Symmetrieeigenschaften. Für die messtechnische Bewertung wird die Gesamtheit der harmonischen Anteile üblicherweise zum Klirrfaktor zusammengefasst. Dieser beschreibt das Verhältnis der Summe aller Oberwellen zur Grundfrequenz. Die zugrunde liegende physikalische Ursache bleibt jedoch stets die Kennlinienkrümmung. Der Klirrfaktor ist somit kein isoliertes Phänomen, sondern das direkte Maß für die spektrale Auswirkung nichtlinearer Übertragungskennlinien.

Zusammenfassend entsteht jede harmonische Verzerrung aus der nichtlinearen Abbildung eines Signals auf eine gekrümmte Kennlinie. Die Zeitbereichsverformung eines Sinussignals transformiert sich im Frequenzbereich in ein Oberwellenspektrum. Die Art, Ordnung und Intensität dieser Harmonischen sind durch die Form, Symmetrie und Aussteuerung der Kennlinie bestimmt. Damit bildet die Kennlinienkrümmung die fundamentale physikalische Ursache harmonischer Verzerrungen in elektronischen Audiosystemen.

2.3 Klirraberschätzung direkt aus der stationären Kennlinie

Die stationäre Übertragungskennlinie $y = f(x)$ enthält bereits sämtliche Informationen über die amplitudenabhängigen Nichtlinearitäten eines Systems. Unter stationären Bedingungen wird angenommen, dass dynamische Effekte – etwa kapazitive Speicherwirkungen oder Slew-Rate-Limitierungen – vernachlässigbar sind. Die Verzerrungsentstehung wird somit ausschließlich auf die statische Kennlinienform zurückgeführt.

Die zentrale Idee der Klirraberschätzung aus der Kennlinie besteht darin, die Abweichung der realen Kennlinie von einer idealen linearen Referenzgeraden zu quantifizieren. Diese Referenzgerade entspricht der Tangente im Arbeitspunkt und repräsentiert das ideale Kleinsignalverhalten. Jede systematische Abweichung davon führt bei periodischer Anregung zu einer spektralen Erweiterung des Ausgangssignals.

Wird ein sinusförmiges Eingangssignal mit der Amplitude $\hat{x}$ eingespeist, so tastet das Signal im Zeitverlauf die Kennlinie im Bereich $-\hat{x}$ bis $+\hat{x}$ ab. Die lokale Krümmung innerhalb dieses Intervalls bestimmt direkt die entstehenden Oberwellenanteile. Eine geringe, nahezu konstante Krümmung erzeugt überwiegend niedrigordentliche Harmonische. Stark ausgeprägte Nichtlinearitäten oder Sättigungsbereiche führen hingegen zu einer spektralen Anreicherung höherer Ordnungen.

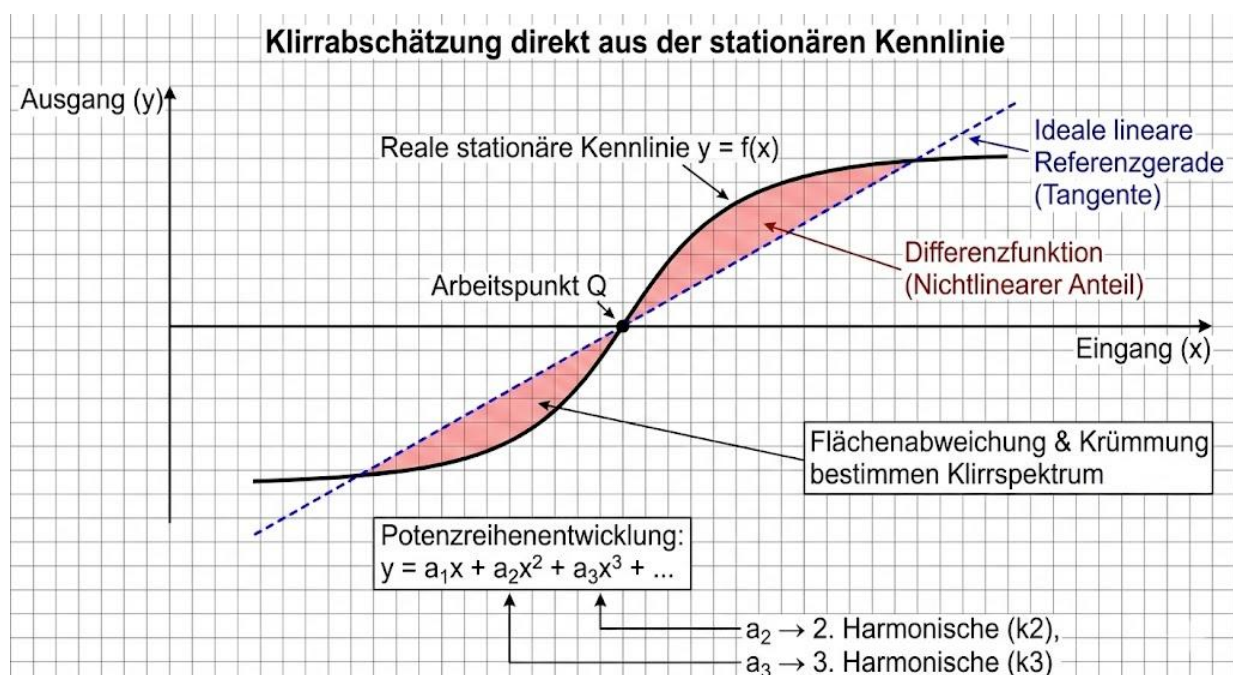
Für eine quantitative Abschätzung wird die Kennlinie typischerweise als Potenzreihe entwickelt:

$$y = a_1x + a_2x^2 + a_3x^3 + \dots$$

Der lineare Koeffizient a_1 beschreibt die Verstärkung. Die höheren Koeffizienten $a_2, a_3, \dots$ sind direkt mit den jeweiligen Harmonischen verknüpft. Bei sinusförmiger Anregung erzeugt der quadratische Term einen Gleichanteil sowie eine zweite Harmonische, der kubische Term eine dritte Harmonische sowie eine Amplitudenmodifikation der Grundfrequenz. Höhere Terme verhalten sich analog.

Die Amplituden der einzelnen Harmonischen sind proportional zu den jeweiligen Koeffizienten und wachsen mit steigender Eingangsamplitude nichtlinear an. Während der Grundanteil proportional zur ersten Potenz der Amplitude steigt, wächst die zweite Harmonische mit dem Quadrat, die dritte mit der dritten Potenz der Eingangsamplitude. Dies erklärt die typische überproportionale Zunahme des Klirrfaktors bei Annäherung an die Leistungsgrenze.

Eine alternative, rein grafische Methode besteht in der Bestimmung der Flächenabweichung zwischen realer Kennlinie und linearer Tangente über den betrachteten Aussteuerungsbereich. Diese Differenzfunktion repräsentiert unmittelbar den nichtlinearen Signalanteil. Durch Fourier-Zerlegung dieses Anteils lassen sich die Harmonischen direkt bestimmen. Das Verfahren ist insbesondere bei simulierten oder gemessenen Kennlinien praktikabel.



Von besonderer Bedeutung ist die Symmetrie der Kennlinie. Bei punktsymmetrischer Kennlinie um den Arbeitspunkt verschwinden alle geradzahligen Terme der Potenzentwicklung. In diesem Fall entstehen ausschließlich ungeradzahlige Harmonische. Eine asymmetrische Kennlinie führt hingegen zu dominanter zweiter Harmonischer. Diese Eigenschaft erlaubt bereits aus der Form der Kennlinie eine qualitative Vorhersage des Klirrspektrums.

Die stationäre Kennlinienanalyse besitzt jedoch klare Grenzen. Sie setzt voraus, dass das System speicherfrei ist, also keine frequenzabhängigen Rückwirkungen oder zeitlichen Verzögerungen auftreten. In realen Verstärkern wirken jedoch parasitäre Kapazitäten, Induktivitäten und Rückkopplungsnetzwerke, die das Verzerrungsspektrum zusätzlich beeinflussen. Die reine Kennlinienbetrachtung liefert daher eine erste Näherung, jedoch keine vollständige Beschreibung aller nichtlinearen Effekte.

Trotz dieser Einschränkungen bleibt die Klirrab schätzung aus der stationären Kennlinie ein zentrales analytisches Werkzeug. Sie stellt die direkte Verbindung zwischen Bauelementphysik und spektraler Verzerrungsanalyse her. Bereits aus der Form und Krümmung der Kennlinie lässt sich das qualitative und – bei bekannter Potenzentwicklung – auch quantitative Verhalten des Klirrfaktors ableiten.

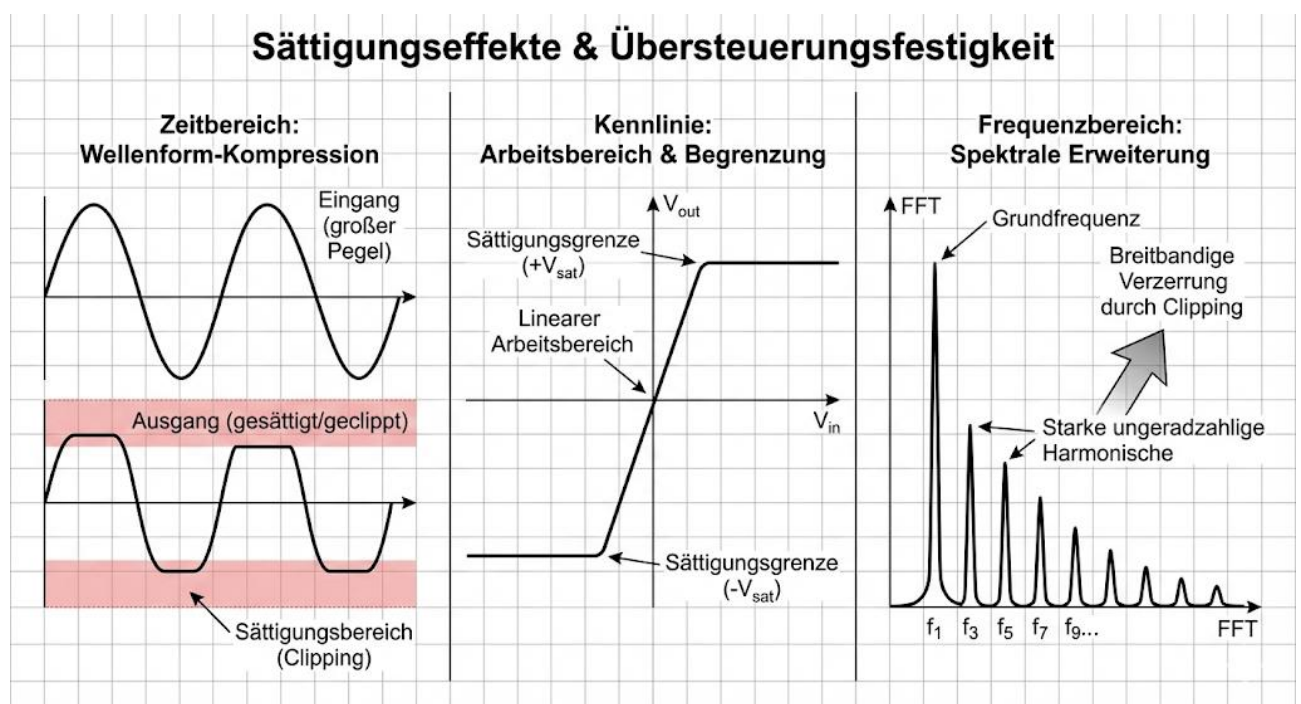
Damit wird deutlich, dass harmonische Verzerrungen keine isolierten Messartefakte sind, sondern deterministische Konsequenzen der amplitudenabhängigen Übertragungscharakteristik eines Systems.

2.4 Sättigungseffekte und Übersteuerungsfestigkeit

Sättigungseffekte kennzeichnen den Übergang eines elektronischen Systems vom näherungsweise linearen Arbeitsbereich in einen physikalisch begrenzten Betriebszustand. Während im Kleinsignalbereich die Übertragungskennlinie lokal als annähernd linear betrachtet werden kann, tritt bei zunehmender Aussteuerung eine signifikante Reduktion der differentiellen Verstärkung auf. Diese Reduktion ist nicht zufällig, sondern Folge konkreter bauelementphysikalischer Grenzmechanismen wie Strombegrenzung, Spannungsbegrenzung oder Ladungsspeicherung. In diesem Bereich verliert die Taylor-Näherung niedriger Ordnung ihre Gültigkeit, da die Kennlinie nicht mehr nur leicht gekrümmt, sondern strukturell abgeflacht oder asymmetrisch begrenzt ist.

Bei Bipolartransistoren manifestiert sich Sättigung typischerweise im Übergang in die Kollektorsättigung, wenn die Basis-Kollektor-Diode leitend wird und sich Ladungsträger im Halbleitervolumen akkumulieren. Dieser Zustand reduziert nicht nur die Spannungsverstärkung, sondern führt auch zu speicherbedingten Verzögerungen beim Verlassen der Sättigung. In Feldeffekttransistoren resultiert die Begrenzung aus der maximal erreichbaren Kanalmodulation sowie aus der begrenzten Stromtragfähigkeit bei gegebener Gate-Spannung. In Röhrenschaltungen wird Sättigung durch Gitterstrom oder durch das Erreichen der maximal möglichen Anodenverlustleistung bestimmt. Unabhängig vom konkreten Bauelement führt Sättigung stets zu einer amplitudenabhängigen Kompression der Signalspitzen.

Signaltheoretisch äußert sich diese Kompression in einer Verformung der Zeitfunktion. Während moderate Kennlinienkrümmung primär niedrigordentliche Harmonische erzeugt, führt eine ausgeprägte Begrenzung zu spektral breitbandiger Verzerrung. Besonders charakteristisch ist der Übergang von einer sinusähnlichen zu einer abgeflachten oder plateauartigen Signalform. Je steiler der Übergang in die Begrenzung erfolgt, desto stärker werden hochfrequente Oberwellen angeregt. Hartes Clipping erzeugt ein Spektrum mit hohem Anteil ungeradzahlgiger Harmonischer hoher Ordnung, während weiche Sättigungscharakteristiken eine progressiv ansteigende Verzerrung mit dominanten niedrigeren Ordnungen bewirken. Die spektrale Struktur ist somit unmittelbar an die Form der Begrenzungskennlinie gekoppelt.



Die Übersteuerungsfestigkeit beschreibt in diesem Zusammenhang die Fähigkeit eines Systems, Eingangssignale oberhalb des Nennpegels zu verarbeiten, ohne in abruptes oder stark nichtlineares Verhalten überzugehen. Technisch relevant ist dabei nicht nur die maximale Ausgangsspannung, sondern auch die verfügbare Stromreserve, die Stabilität der Versorgungsspannung sowie das Verhalten der Gegenkopplung im Grenzbereich. Ein System mit hoher Versorgungsspannung und großzügig dimensionierter Ausgangsstufe besitzt in der Regel eine größere lineare Aussteuerungsreserve. Wird diese Reserve jedoch überschritten, entscheidet die Schaltungstopologie über die Art des Verzerrungsanstiegs.

Insbesondere stark gegengekoppelte Verstärker zeigen im Übergang zur Sättigung häufig ein nichtlineares Sprungverhalten. Solange die Ausgangsstufe innerhalb ihrer physikalischen Grenzen arbeitet, reduziert die Gegenkopplung die Verzerrungen effektiv. Sobald jedoch eine Begrenzung eintritt, kann die Gegenkopplung ihre korrigierende Wirkung nicht mehr aufrechterhalten, da das System nicht mehr proportional reagiert. Dies führt zu einem abrupten Anstieg höherer Harmonischer und zu einem charakteristischen spektralen Muster im Clipping-Bereich.

Ein weiterer Aspekt betrifft die Lastabhängigkeit. Die maximale verzerrungsarme Ausgangsamplitude ist nicht allein durch die Versorgungsspannung bestimmt, sondern durch das Zusammenspiel von Spannungs- und Stromgrenzen. Bei niedriger Lastimpedanz steigt der erforderliche Ausgangsstrom signifikant an. Wird die Stromlieferfähigkeit überschritten, tritt eine strombedingte Sättigung auf, selbst wenn die Spannung noch nicht die theoretische Grenze erreicht hat. Die Übersteuerungsfestigkeit ist daher stets unter definierten Lastbedingungen zu bewerten und kann sich bei 4-Ohm- oder 2-Ohm-Belastung deutlich von der bei 8 Ohm unterscheiden.

Messtechnisch zeigt sich der Übergang in die Sättigung typischerweise in einem exponentiellen Anstieg des Klirrfaktors. Während im linearen Arbeitsbereich geringe Verzerrungswerte mit moderatem Pegelanstieg beobachtet werden, nimmt der Klirr nahe der Aussteuerungsgrenze stark zu. Besonders relevant ist dabei der Bereich kurz vor dem sichtbaren Clipping, da musikalische Signale häufig transienten Spitzen aufweisen, die diesen Grenzbereich erreichen. Die praktische Wahrnehmung von „Härte“ oder „Kompression“ ist daher eng mit der spektralen Struktur der Verzerrungen in diesem Übergangsbereich verbunden.

Zusammenfassend stellen Sättigungseffekte die physikalische Grenze der linearen Signalübertragung dar. Sie entstehen aus fundamentalen Bauelementgrenzen und

führen zu einer amplitudenabhängigen Kompression mit charakteristischer spektraler Erweiterung. Die Übersteuerungsfestigkeit beschreibt die Fähigkeit eines Systems, diesen Grenzbereich kontrolliert zu durchlaufen. Für die Bewertung nichtlinearer Verzerrungen ist sie ein zentraler Parameter, da sie nicht nur den maximal erreichbaren Pegel, sondern auch die spektrale Qualität im Übergang von linearem Betrieb zu Begrenzung bestimmt.

3. Harmonische Verzerrungen (THD - Total Harmonic Distortion)

Harmonische Verzerrungen stellen die fundamentalste und zugleich am längsten untersuchte Form nichtlinearer Signalverfälschung in der Audiotechnik dar. Sie treten auf, wenn ein periodisches Eingangssignal – typischerweise ein Sinuston – durch ein nichtlineares System verarbeitet wird und im Ausgangssignal zusätzliche Frequenzanteile entstehen, deren Frequenzen ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz sind. Diese spektrale Erweiterung ist kein zufälliges Störphänomen, sondern eine deterministische Konsequenz amplitudenabhängiger Übertragungscharakteristiken.

Die quantitative Kenngröße zur Beschreibung dieser Verzerrungen ist die Total Harmonic Distortion (THD). Sie fasst die Gesamtheit aller harmonischen Anteile in Relation zur Grundfrequenz zusammen und bildet damit ein Maß für die Stärke der nichtlinearen Abweichung vom idealen linearen Verhalten. Um die Aussagekraft dieser Kenngröße korrekt einordnen zu können, ist eine präzise Betrachtung der physikalischen Grundlagen erforderlich.

3.1 Physikalische Grundlagen der Harmonic Distortion

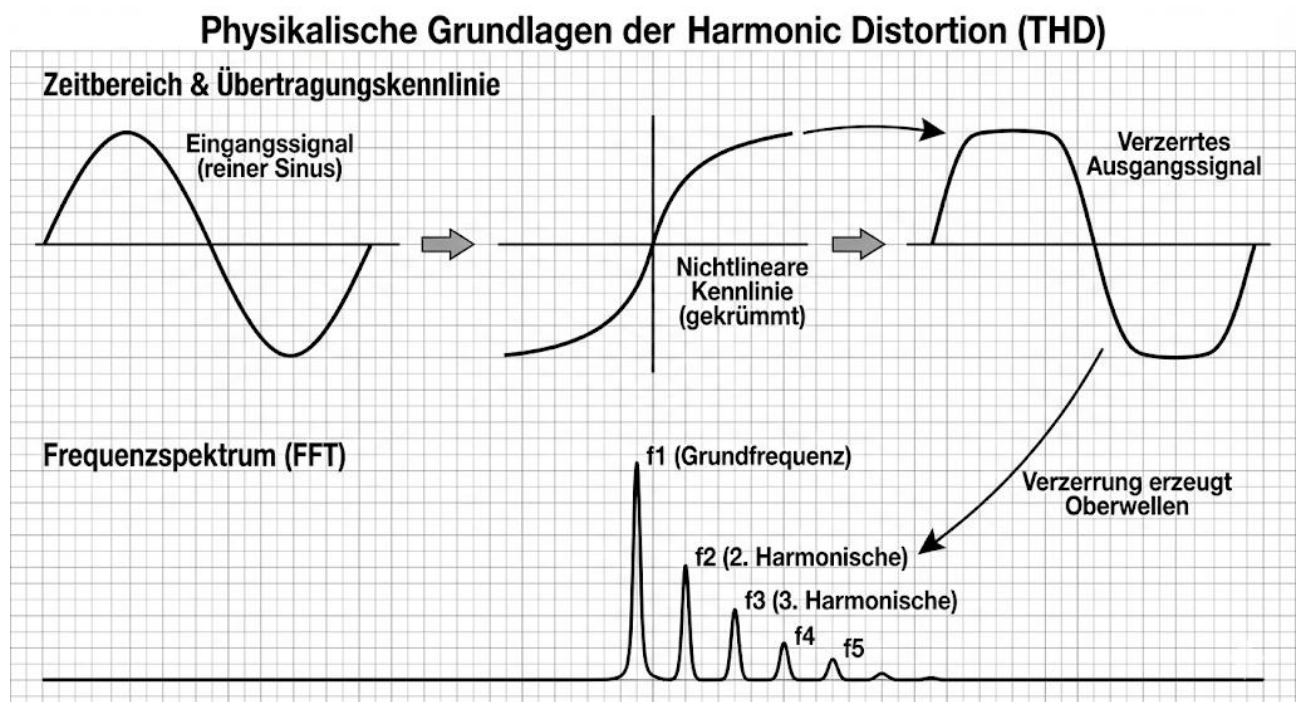
Die physikalische Ursache harmonischer Verzerrungen liegt in der Nichtlinearität der Strom-Spannungs-Kennlinien elektronischer Bauelemente. In einem ideal linearen System würde eine sinusförmige Eingangsspannung eine proportional skalierte sinusförmige Ausgangsspannung erzeugen, ohne Änderung der Signalform. Reale Bauelemente wie Bipolartransistoren, Feldeffekttransistoren oder Elektronenröhren besitzen jedoch gekrümmte Kennlinien, die nur in einem begrenzten Bereich näherungsweise linear sind.

Diese Kennlinienkrümmung führt dazu, dass die momentane Verstärkung vom Augenblickswert des Signals abhängt. Die lokale Steigung der Kennlinie ist nicht konstant, sondern ändert sich mit der Signalgröße. Dadurch wird ein sinusförmiges Signal nicht mehr als reine Schwingung transformiert, sondern in seiner Form verzerrt. Die positive und negative Halbwelle können unterschiedlich stark verstärkt werden, ebenso können die Signalspitzen anders behandelt werden als die Signalmitte.

Aus signaltheoretischer Sicht bedeutet jede periodische Formabweichung eines Sinussignals, dass das resultierende Signal nicht mehr monofrequent ist. Nach den Prinzipien der Fourier-Zerlegung lässt sich jede periodische, nicht rein sinusförmige Signalform als Summe von Sinusschwingungen darstellen. Entsteht durch die

Kennlinienkrümmung eine Verzerrung, so erscheinen im Frequenzspektrum zusätzliche Linien bei Frequenzen, die ganzzahlige Vielfache der ursprünglichen Grundfrequenz sind. Diese werden als zweite, dritte, vierte Harmonische usw. bezeichnet.

Die Ordnung der Harmonischen steht in direktem Zusammenhang mit der Struktur der Nichtlinearität. Eine quadratische Nichtlinearität erzeugt vorwiegend eine zweite Harmonische sowie einen Gleichanteil. Eine kubische Nichtlinearität führt zu einer dritten Harmonischen und beeinflusst gleichzeitig die Amplitude der Grundfrequenz. Höhere nichtlineare Terme erzeugen entsprechend höhere Harmonische. Die physikalische Interpretation dieser mathematischen Zusammenhänge besteht darin, dass unterschiedliche Signalabschnitte unterschiedlich stark komprimiert oder expandiert werden.



Ein weiterer entscheidender Faktor ist die Symmetrie der Übertragungskennlinie um den Arbeitspunkt. Ist die Kennlinie punktsymmetrisch, so heben sich geradzahlige Verzerrungsanteile auf, und es dominieren ungeradzahlige Harmonische. Bei asymmetrischer Kennlinie entstehen zusätzlich geradzahlige Harmonische, insbesondere die zweite Harmonische. Diese Symmetrieeigenschaft ist nicht nur mathematisch relevant, sondern spiegelt konkrete Schaltungsrealitäten wider, etwa bei einseitig arbeitenden Verstärkerstufen oder bei unvollständig symmetrischer Gegenkopplung.

Die Intensität harmonischer Verzerrungen ist stark amplitudenabhängig. Während im Kleinsignalbereich die Kennlinie lokal nahezu linear erscheint, wächst mit steigender Aussteuerung der Anteil der höhergeordneten Nichtlinearitäten überproportional. Dies erklärt den typischen Verlauf des Klirrfaktors in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung: Bei niedrigen Pegeln dominiert das Rauschen, im mittleren Bereich liegt ein Minimum der Verzerrungen, und nahe der Leistungsgrenze steigt der Klirr stark an. Dieser Anstieg ist Ausdruck der zunehmenden Kennlinienkrümmung und beginnender Sättigung.

Physikalisch betrachtet ist harmonische Verzerrung somit ein rein deterministischer Prozess. Sie entsteht nicht durch zufällige Störungen, sondern durch die nichtlineare Transformation eines Signals in einem System mit amplitudenabhängiger Übertragungscharakteristik. Die spektrale Struktur der Verzerrung enthält daher Informationen über die Art der Nichtlinearität und die zugrunde liegende Schaltungstopologie.

Für die Audiotechnik ist dieses Erkenntnis von zentraler Bedeutung. Harmonische Verzerrungen sind nicht nur eine quantitative Größe, sondern besitzen eine qualitative spektrale Struktur. Unterschiedliche Systeme können denselben Gesamtklirrfaktor aufweisen, jedoch völlig unterschiedliche Verteilungen der einzelnen Harmonischen zeigen. Die physikalischen Grundlagen der Harmonic Distortion liegen somit in der Bauelementphysik, der Arbeitspunktwahl, der Schaltungssymmetrie und der Aussteuerungsreserve eines Systems.

3.2 THD-Berechnung: Formeln und dB-Umrechnung

Die Total Harmonic Distortion (THD) ist eine skalare Kenngröße zur Quantifizierung harmonischer Verzerrungen bei sinusförmiger Anregung. Sie beschreibt das Verhältnis der Effektivwerte aller harmonischen Oberwellen zur Grundschiwingung. THD+N wird oft gemessen, indem ein Testsignal in das Gerät eingespeist wird und dann die gesamte unerwünschte Verzerrung und das Rauschen im Ausgangssignal gemessen werden. Dies kann mit einem Spektrumanalysator oder anderen Messgeräten durchgeführt werden. Die häufigste Methode zur Messung von Verzerrungen ist die THD+N-Technik. Die Abbildung unten zeigt ein vereinfachtes Schaltbild eines THD+N-Analysators. Der wichtigste Funktionsblock ist ein anpassbarer Kerbfilter (Notch-Filter). Während des Betriebs wird dieser Filter manuell oder automatisch auf die Frequenz der Grundschiwingung eingestellt, wodurch die Grundschiwingung stark gedämpft wird. Der Filter ist so konstruiert, dass er bei der zweiten Harmonischen und höheren praktisch

keine Einfügeverluste aufweist, wodurch die Harmonischen im Wesentlichen unbeeinträchtigt durchgelassen werden. Weitbandrauschen, Netzbrummen und alle anderen störenden Signale unterhalb und oberhalb der Frequenz des Kerbfilters werden ebenfalls unbeeinträchtigt durchgelassen; daher der Teil "+N" (plus Rauschen) im Namen.

Voraussetzung für eine eindeutige Berechnung ist die spektrale Zerlegung des Ausgangssignals in seine harmonischen Komponenten, typischerweise mittels selektiver Filtertechnik oder FFT-basierter Spektralanalyse.

Wird das Ausgangssignal als Fourier-Reihe dargestellt,

$$u(t) = U_1 \sin(\omega t) + U_2 \sin(2\omega t + \phi_2) + U_3 \sin(3\omega t + \phi_3) + \dots$$

so bezeichnet U_1 den Effektivwert der Grundfrequenz und U_n die Effektivwerte der jeweiligen n-ten Harmonischen. Der Gesamtklirrfaktor ergibt sich aus dem quadratischen Summenverhältnis:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1}$$

Diese Definition basiert auf Effektivwerten (RMS), da diese direkt mit der Leistung korrelieren. Entscheidend ist, dass die Harmonischen energetisch addiert werden, da sie spektral orthogonal sind. Eine lineare Summation der Amplituden wäre physikalisch nicht korrekt.

In der Praxis wird der THD häufig als Prozentwert angegeben:

$$\text{THD}_{\%} = \text{THD} \cdot 100$$

Ein THD von 0,01 % bedeutet somit, dass die Summe aller harmonischen Oberwellen eine effektive Amplitude von 0,0001 relativ zur Grundschiwingung besitzt. Für hochqualitative Audiogeräte liegen typische Werte im Bereich von 10^{-3} bis 10^{-5} .

Neben der prozentualen Darstellung ist die logarithmische Angabe in Dezibel gebräuchlich. Die Umrechnung erfolgt über:

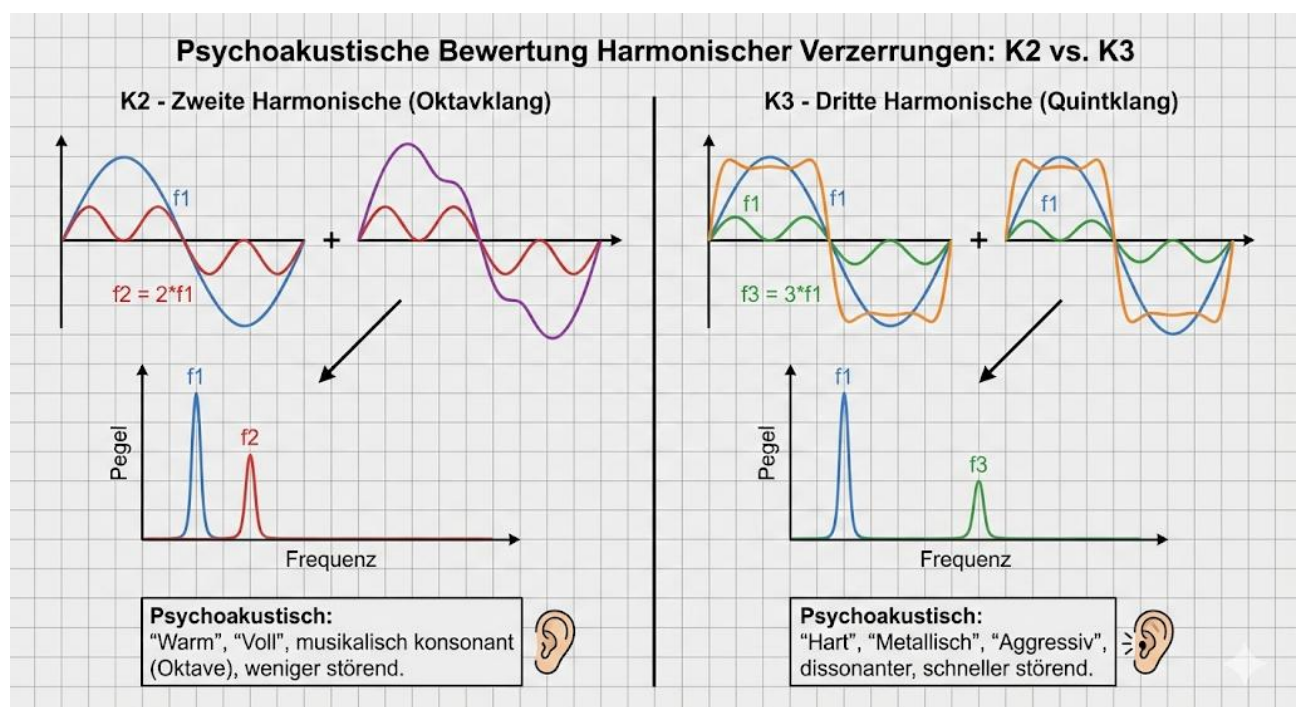
$$\text{THD}_{\text{dB}} = 20 \log_{10}(\text{THD})$$

Die Verwendung des Faktors 20 ergibt sich aus der Spannungs- bzw. Amplitudenbezogenheit der Größe. Ein THD von 0,1 % entspricht somit:

$$20 \log_{10}(0,001) = -60 \text{ dB}$$

Diese Darstellung ist insbesondere im professionellen Umfeld vorteilhaft, da sie direkt mit anderen spektralen Pegelangaben vergleichbar ist. Ein THD von -100 dB bedeutet beispielsweise, dass die harmonischen Anteile 100 dB unterhalb der Grundfrequenz liegen.

Wesentlich ist die klare Abgrenzung zwischen THD und THD+N. Während THD ausschließlich harmonische Oberwellen berücksichtigt, enthält THD+N zusätzlich das breitbandige Rauschen im betrachteten Frequenzband. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die Bandbegrenzung der Berechnung. Da reale Messsysteme eine definierte Bandbreite besitzen, muss spezifiziert werden, bis zu welcher Harmonischen die Summation erfolgt. In der Regel wird bis zur Nyquist-Grenze oder bis zu einer normativ definierten Obergrenze, beispielsweise 20 kHz oder 80 kHz, integriert. Oberwellen außerhalb dieses Bereichs bleiben unberücksichtigt, obwohl sie physikalisch existieren können.



In modernen FFT-basierten Messungen ergibt sich die THD aus der diskreten Spektrallinienanalyse. Hierbei werden die Amplituden der einzelnen Harmonischen aus dem Spektrum extrahiert und quadratisch summiert. Die spektrale Auflösung, Fensterfunktion und Rauschunterdrückung beeinflussen dabei unmittelbar die Genauigkeit der THD-Berechnung. Eine unzureichende Frequenzauflösung kann zu Leakage-Effekten führen, wodurch die Amplituden einzelner Harmonischer fehlerhaft bestimmt werden.

Zusammenfassend ist die THD eine energetisch definierte Verhältnisgröße, die das nichtlineare Verhalten eines Systems bei sinusförmiger Anregung quantifiziert. Ihre mathematische Struktur basiert auf der orthogonalen Summation harmonischer Effektivwerte. Die logarithmische Darstellung in Dezibel ermöglicht eine konsistente Einordnung in spektrale Pegelskalen. Für eine technisch valide Interpretation sind jedoch stets Messbandbreite, Auflösung und Abgrenzung zu Rauschanteilen präzise zu spezifizieren.

3.3 Psychoakustik: K2 (warmer Klang) vs. K3 (harter Klang)

Die rein messtechnische Betrachtung harmonischer Verzerrungen erfasst deren energetische Größe, sagt jedoch nur begrenzt etwas über deren subjektive Wahrnehmung aus. In der Audiotechnik ist seit Jahrzehnten bekannt, dass nicht alle Harmonischen gleicher Ordnung psychoakustisch gleich bewertet werden. Insbesondere die zweite Harmonische (K2) und die dritte Harmonische (K3) nehmen eine zentrale Stellung in der Diskussion um „warmen“ versus „harten“ Klang ein. Diese Zuschreibungen sind keine rein marketinggetriebenen Begriffe, sondern lassen sich aus der Struktur der Obertonreihe und der Funktionsweise des menschlichen Gehörs ableiten.

Die zweite Harmonische liegt exakt eine Oktave über der Grundfrequenz. Sie ist somit musikalisch konsonant und fügt sich harmonisch in das bestehende Spektrum ein. Wird einem Sinuston eine zweite Harmonische mit moderatem Pegel überlagert, so entsteht keine rauhe oder disharmonische Klangcharakteristik, sondern vielmehr eine spektrale Verdichtung, die als „voller“ oder „wärmer“ wahrgenommen werden kann. Psychoakustisch betrachtet wird die Oktave als besonders stabile Intervallbeziehung interpretiert, da sie im natürlichen Obertonspektrum akustischer Instrumente dominant vertreten ist.

Technisch bedeutet dies, dass eine Verzerrung, die primär K2 erzeugt, spektral in eine bereits erwartete Struktur eingebettet ist. Röhrenverstärker oder asymmetrisch arbeitende Schaltungen zeigen häufig ein Verzerrungsspektrum mit dominanter zweiter Harmonischer und relativ raschem Abfall höherer Ordnungen. In solchen Fällen kann selbst ein messtechnisch nicht extrem niedriger THD-Wert subjektiv als angenehm empfunden werden, sofern die spektrale Energie auf niedrigordentliche, konsonante Anteile konzentriert ist.

Die dritte Harmonische liegt hingegen eine Oktave und eine Quinte über der Grundfrequenz. Dieses Intervall ist zwar ebenfalls konsonant, jedoch psychoakustisch weniger stabil als die reine Oktave. Entscheidend ist jedoch nicht nur die Intervallbeziehung, sondern die spektrale Struktur im Kontext komplexer Signale. K3 erzeugt eine stärker wahrnehmbare spektrale Rauigkeit, insbesondere bei höheren Pegeln. Im Gegensatz zu K2 führt K3 nicht lediglich zu einer Verdichtung, sondern zu einer merklicheren Veränderung der Klangfarbe.

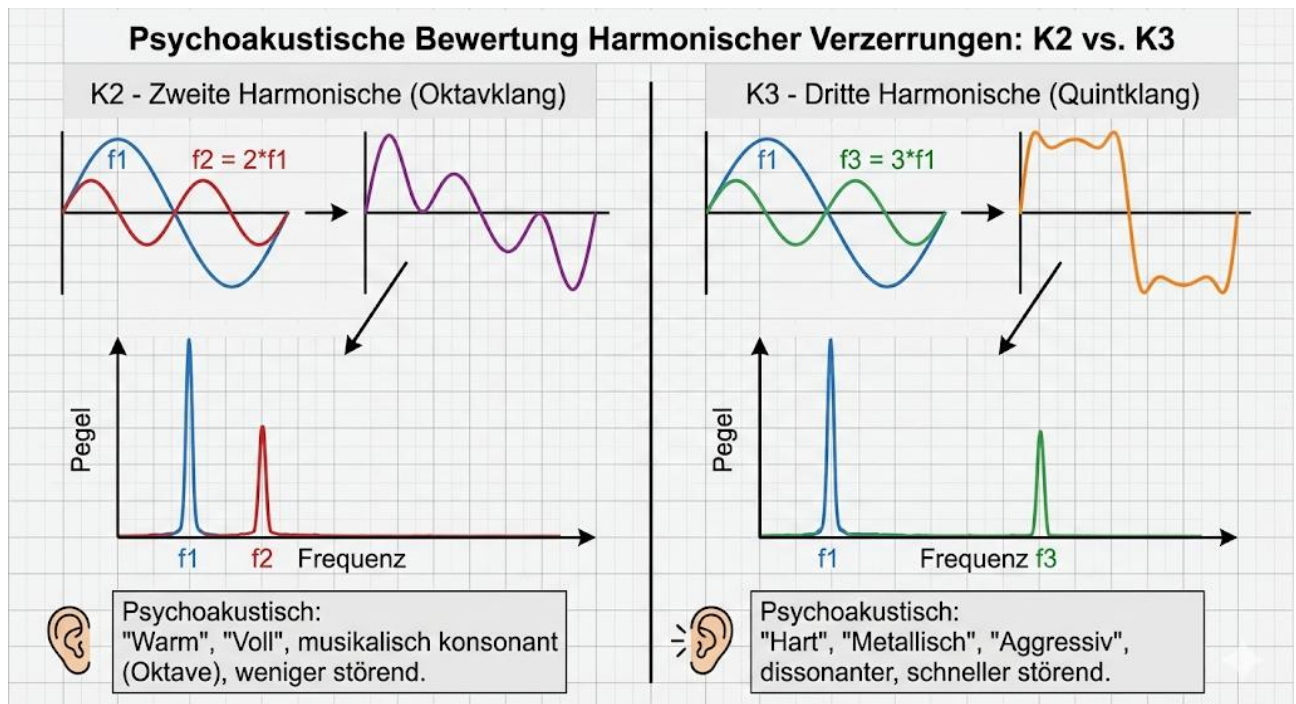
Aus systemtheoretischer Sicht entsteht eine dominante dritte Harmonische häufig in symmetrischen, stark gegengekoppelten Verstärkerstufen, bei denen geradzahlige Verzerrungsanteile unterdrückt werden. Das resultierende Spektrum enthält überwiegend ungeradzahlige Harmonische. Psychoakustisch führt ein solches Spektrum bei steigender Aussteuerung schneller zu einem Eindruck von „Härte“ oder „Aggressivität“, da ungeradzahlige Anteile höherer Ordnung stärker zur spektralen Rauigkeit beitragen.

Ein weiterer Aspekt betrifft die Maskierungseffekte des Gehörs. Niedrigordentliche Harmonische werden durch die Grundfrequenz teilweise maskiert, insbesondere wenn sie in unmittelbarer Nähe liegen. Höhere ungeradzahlige Harmonische fallen stärker in spektrale Bereiche, in denen die Maskierung geringer ist, wodurch sie deutlicher wahrgenommen werden. Die Wahrnehmung von Verzerrung ist daher nicht ausschließlich eine Frage des relativen Pegels, sondern auch der spektralen Position und der auditorischen Maskierungscharakteristik.

Praktisch relevant ist zudem die Interaktion mit komplexen Musiksignalen. Während eine isolierte zweite Harmonische bei einem Einzelsinus relativ harmlos erscheint, kann bei polyphoner Musik eine Vielzahl überlagerter K2-Anteile zu einer generellen spektralen Anhebung bestimmter Frequenzbereiche führen. Ebenso kann eine geringe Menge K3 bei hohen Pegeln im Hochtonbereich als Schärfe oder „Glasigkeit“ wahrgenommen werden. Entscheidend ist somit nicht nur die Ordnung der Harmonischen, sondern deren spektrale Verteilung über das gesamte Audioband.

Es ist daher technisch unzureichend, Verzerrungen ausschließlich über den Gesamtklirrfaktor zu bewerten. Zwei Verstärker mit identischem THD-Wert können subjektiv völlig unterschiedlich klingen, wenn ihre Harmonischen unterschiedlich verteilt sind. Ein Spektrum mit dominanter K2 und schnellem Abfall höherer Ordnungen wird typischerweise als musikalisch verträglich beschrieben. Ein Spektrum mit signifikanten

K3- und K5-Anteilen bei gleichzeitig geringer K2 kann trotz gleichem Gesamtklirr als härter oder analytischer wahrgenommen werden.



Wissenschaftlich betrachtet ist die psychoakustische Bewertung harmonischer Verzerrungen ein Zusammenspiel aus spektraler Konsonanz, Maskierung, Pegelabhängigkeit und auditiver Verarbeitung. Die Begriffe „warm“ und „hart“ sind daher verkürzte Beschreibungen komplexer spektraler Phänomene. Dennoch besitzen sie einen realen physikalischen Hintergrund in der Struktur der erzeugten Oberwellen.

3.4 Clipping-Mechanismen: Hard- vs. Soft-Clipping

Clipping bezeichnet den Betriebszustand eines Verstärkers, in dem das Ausgangssignal die durch Versorgungsspannung, Stromlieferfähigkeit oder interne Bauelementgrenzen vorgegebenen Maximalwerte erreicht und nicht weiter proportional ansteigen kann. Es handelt sich um eine ausgeprägte Form nichtlinearer Verzerrung, bei der die Übertragungskennlinie in den Spitzenbereichen ihre Steigung verliert oder abrupt begrenzt wird. Clipping ist damit kein gradueller Effekt geringer Kennlinienkrümmung, sondern ein struktureller Bruch des linearen Übertragungsmodells.

Grundsätzlich lassen sich zwei idealisierte Formen unterscheiden: Hard-Clipping und Soft-Clipping. Diese Begriffe beschreiben nicht nur unterschiedliche

Amplitudenbegrenzungen, sondern unterschiedliche Kennlinienverläufe und damit unterschiedliche spektrale Konsequenzen.

Hard-Clipping

Hard-Clipping liegt vor, wenn das Ausgangssignal bei Erreichen einer Grenzspannung abrupt abgeschnitten wird. Die Übertragungskennlinie weist im Begrenzungsbereich eine nahezu vertikale Steigungsänderung auf. Mathematisch entspricht dies einer Sättigungsfunktion mit scharfer Begrenzung. Im Zeitbereich entstehen abgeflachte Signalspitzen mit annähernd konstantem Plateau.

Spektral führt Hard-Clipping zu einer starken Anreicherung hochfrequenter Oberwellen. Je stärker die Begrenzung, desto näher nähert sich das Signal einer rechteckähnlichen Form an. Ein ideales Rechtecksignal enthält ausschließlich ungeradzahlige Harmonische mit langsam abfallender Amplitudenverteilung. Praktisch bedeutet dies, dass bereits geringfügiges hartes Clipping zu einem signifikanten Anstieg der dritten, fünften und siebten Harmonischen führt. Bei stärkerem Clipping entstehen zusätzlich hochordentliche Anteile mit erheblichem Energiegehalt.

Aus physikalischer Sicht tritt Hard-Clipping typischerweise bei spannungsbegrenzten Ausgangsstufen auf, wenn die Versorgungsspannung erreicht wird und keine weitere Spannungsreserve vorhanden ist. Auch strombegrenzende Schutzschaltungen oder Rail-to-Rail-Begrenzungen können ein abruptes Clipping-Verhalten verursachen. In stark gegengekoppelten Verstärkern kann der Übergang besonders scharf sein, da die Gegenkopplung bis zum Grenzpunkt Verzerrungen effektiv reduziert und dann schlagartig ihre Wirksamkeit verliert.

Psychoakustisch wird Hard-Clipping häufig als aggressiv, rau oder „kratzend“ wahrgenommen. Die Ursache liegt in der breitbandigen spektralen Erweiterung, insbesondere im Hochtonbereich. Zudem entstehen durch die steilen Flanken transiente Energieanteile, die bei Lautsprechern zusätzliche mechanische Belastungen verursachen können.

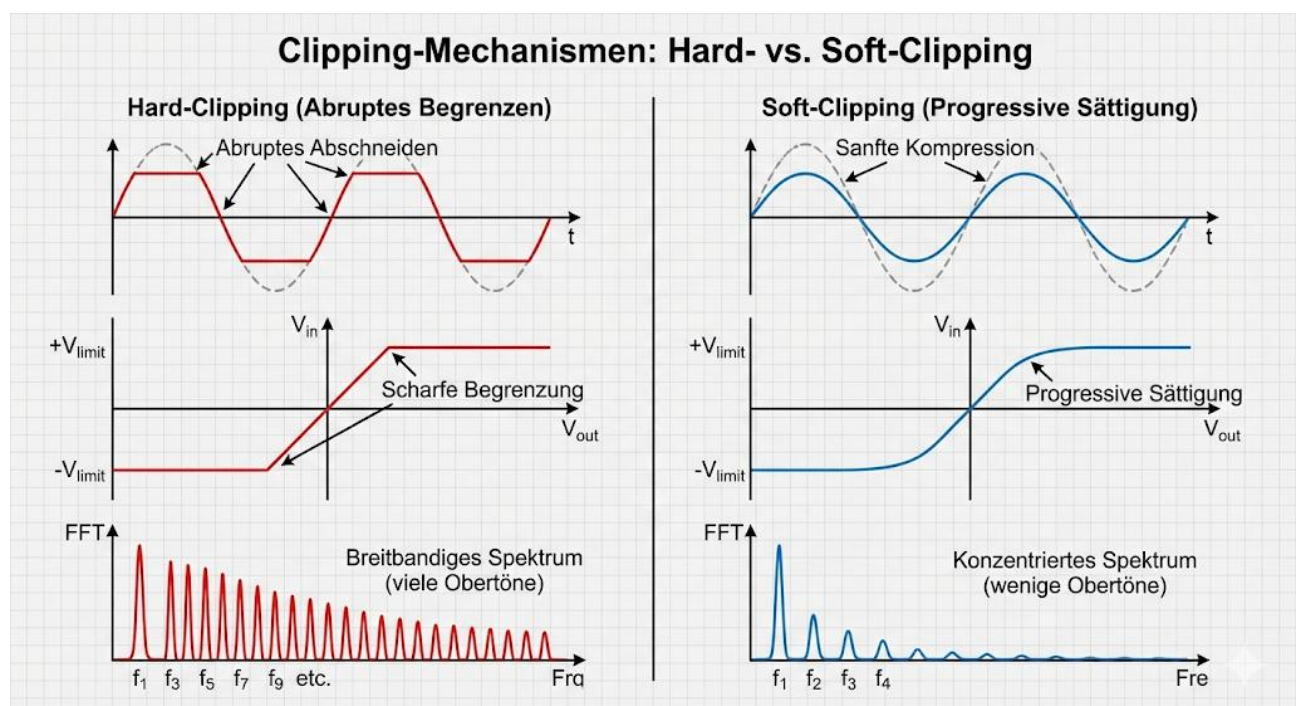
Soft-Clipping

Soft-Clipping hingegen beschreibt eine progressive, kontinuierliche Begrenzung der Amplitude. Die Kennlinie geht mit abnehmender Steigung in eine Sättigungsregion über, ohne abrupte Knickstelle. Die Übergangszone ist breit, die lokale Verstärkung nimmt graduell ab. Im Zeitbereich resultiert eine sanfte Kompression der Signalspitzen, ohne abruptes Plateau.

Spektral führt Soft-Clipping primär zu niedrigordentlichen Harmonischen mit relativ schnellem Abfall höherer Ordnungen. Die Verzerrungsstruktur ist konzentrierter und weniger breitbandig als beim Hard-Clipping. Häufig dominieren zweite und dritte Harmonische, während hochordentliche Anteile deutlich geringer ausfallen.

Physikalisch entsteht Soft-Clipping typischerweise in Bauelementen mit intrinsisch gekrümmter Kennlinie, etwa bei Röhren oder diskreten Transistorstufen mit begrenzter Gegenkopplung. Auch gezielt implementierte Soft-Clipping-Schaltungen – beispielsweise in Gitarrenverstärkern oder Schutzstufen – nutzen diese progressive Sättigungscharakteristik, um ein kontrolliertes Verzerrungsverhalten zu erzielen.

Psychoakustisch wird Soft-Clipping deutlich weniger als störend empfunden. Die progressive Kompression ähnelt in gewissem Maße natürlichen Sättigungseffekten akustischer Instrumente oder magnetischer Aufzeichnungssysteme. Der Übergang in den nichtlinearen Bereich erfolgt gleitend, wodurch abrupte spektrale Sprünge vermieden werden.



Vergleich und technische Bewertung

Aus technischer Sicht unterscheidet sich Hard- von Soft-Clipping primär in der zweiten Ableitung der Kennlinie im Übergangsbereich. Während Hard-Clipping eine diskontinuierliche Steigungsänderung aufweist, bleibt die Kennlinie beim Soft-Clipping

stetig und differenzierbar. Diese mathematische Eigenschaft erklärt unmittelbar die spektrale Differenz: Diskontinuitäten erzeugen breitbandige Spektralanteile, kontinuierliche Sättigungen konzentrieren Energie auf niedrigere Ordnungen.

Für die Auslegung audiophiler Verstärker ist nicht nur der maximale unverzerrte Pegel relevant, sondern auch die Charakteristik des Übergangs in die Begrenzung. Selbst wenn ein Verstärker nominell nicht im Clipping betrieben werden soll, erreichen transiente Musikspitzen häufig kurzzeitig die Aussteuerungsgrenze. In diesem Grenzbereich entscheidet die Clipping-Charakteristik maßgeblich über die spektrale Qualität der Verzerrung.

Zusammenfassend stellt Clipping die Extremform nichtlinearer Verzerrung dar. Hard-Clipping erzeugt eine abrupt begrenzte Signalform mit breitbandigem Oberwellenspektrum und hoher psychoakustischer Auffälligkeit. Soft-Clipping führt zu einer progressiven Kompression mit spektral konzentrierteren Verzerrungen niedriger Ordnung. Die konkrete Ausprägung hängt von Bauelementphysik, Versorgungsspannung, Gegenkopplungsstruktur und Schutzschaltungen ab. Für die Bewertung audioteknischer Systeme ist daher nicht nur die Höhe der Verzerrung, sondern auch die Charakteristik des Clipping-Übergangs von zentraler Bedeutung.

3.5 Messung der THD+N (Total Harmonic Distortion + Noise)

Die Messung von THD+N stellt eines der zentralen Verfahren zur quantitativen Bewertung nichtlinearer Verzerrungen in Audiogeräten dar. Im Gegensatz zur reinen THD-Messung, bei der ausschließlich harmonische Oberwellen berücksichtigt werden, umfasst THD+N sämtliche spektralen Restanteile innerhalb eines definierten Frequenzbandes nach Unterdrückung der Grundfrequenz. Diese Restgröße beinhaltet sowohl harmonische Verzerrungen als auch breitbandiges Rauschen und nicht-harmonische Störkomponenten.

Formal ergibt sich:

$$\text{THD} + \text{N} = \frac{U_{\text{Rest}}}{U_1}$$

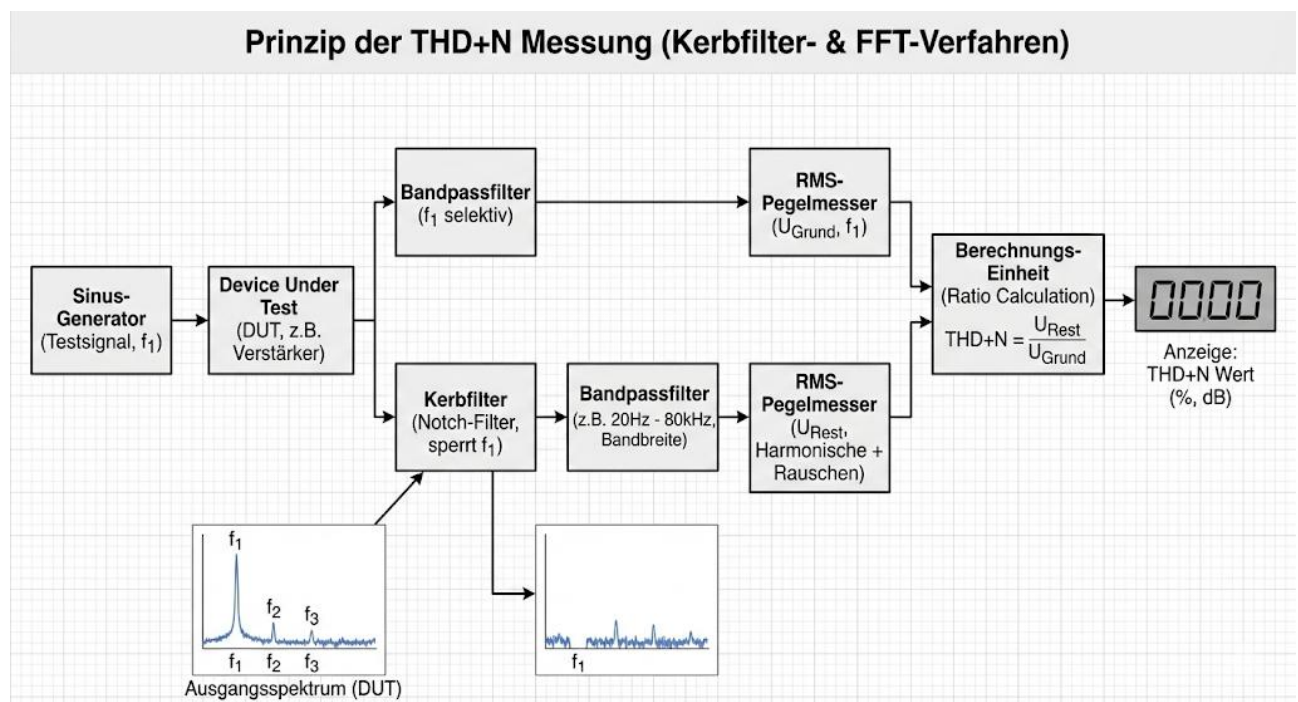
wobei U_1 der Effektivwert der Grundfrequenz und U_{Rest} der Effektivwert aller verbleibenden spektralen Anteile innerhalb der Messbandbreite ist.

Messprinzipien

Historisch basiert die THD+N-Messung auf dem Kerbfilterverfahren (Notch-Filter). Hierbei wird das Prüfsignal – üblicherweise ein hochreiner Sinuston – durch das zu testende Gerät (DUT) geführt. Das Ausgangssignal wird anschließend durch ein schmalbandiges Filter geleitet, das die Grundfrequenz stark dämpft. Die verbleibende Restspannung wird breitbandig verstärkt und als RMS-Wert gemessen.

Dieses Verfahren besitzt den Vorteil hoher Empfindlichkeit und einfacher Interpretation. Die Genauigkeit hängt jedoch maßgeblich von der Selektivität und Phasenstabilität des Kerbfilters ab. Eine unzureichende Unterdrückung der Grundfrequenz kann das Messergebnis verfälschen, insbesondere bei sehr niedrigen Verzerrungswerten im Bereich unter –100 dB.

Moderne Messsysteme nutzen FFT-basierte Verfahren. Hierbei wird das vollständige Ausgangsspektrum digital analysiert. Die Amplitude der Grundfrequenz wird isoliert, und alle übrigen spektralen Linien innerhalb des definierten Integrationsbandes werden quadratisch summiert. Dieses Verfahren erlaubt eine differenzierte Betrachtung einzelner Harmonischer, Rauschkomponenten und diskreter Störlinien. Zudem kann die Bandbreite flexibel definiert und dokumentiert werden.



Bandbreite und Filterung

Die Aussagekraft einer THD+N-Messung hängt wesentlich von der definierten Bandbreite ab. Übliche Messbereiche sind 20 Hz bis 20 kHz oder – in erweiterten Labormessungen – bis 80 kHz oder höher. Ohne klare Bandbegrenzung kann hochfrequentes Rauschen oder HF-Störung das Ergebnis dominieren, obwohl diese Anteile außerhalb des hörbaren Bereichs liegen.

In vielen Fällen wird zusätzlich ein A-Bewertungsfilter eingesetzt, um die frequenzabhängige Empfindlichkeit des menschlichen Gehörs zu berücksichtigen. Dabei wird das Rauschen im Tiefton- und Hochtonbereich gewichtet. Diese Vorgehensweise ist jedoch nur sinnvoll, wenn eine psychoakustische Bewertung im Vordergrund steht; für rein technische Analysen ist eine lineare Bandbegrenzung vorzuziehen.

Messpegel und Lastbedingungen

THD+N ist stark pegelabhängig. Typischerweise wird bei definierter Ausgangsspannung oder bei einer bestimmten Leistungsabgabe in eine genormte Lastimpedanz gemessen, beispielsweise 1 W an 8 Ω oder bei Nennleistung minus 3 dB. Die Wahl des Arbeitspunktes beeinflusst das Ergebnis erheblich. Im unteren Pegelbereich kann das Rauschen dominieren, während im oberen Bereich nichtlineare Verzerrungen ansteigen.

Ebenso entscheidend ist die Lastimpedanz. Da Ausgangsstufen sowohl spannungs- als auch strombegrenzt sein können, verändert eine niedrigere Lastimpedanz die Verzerrungscharakteristik. Eine vollständige Spezifikation muss daher sowohl Messpegel als auch Lastbedingungen explizit angeben.

Einfluss des Messaufbaus

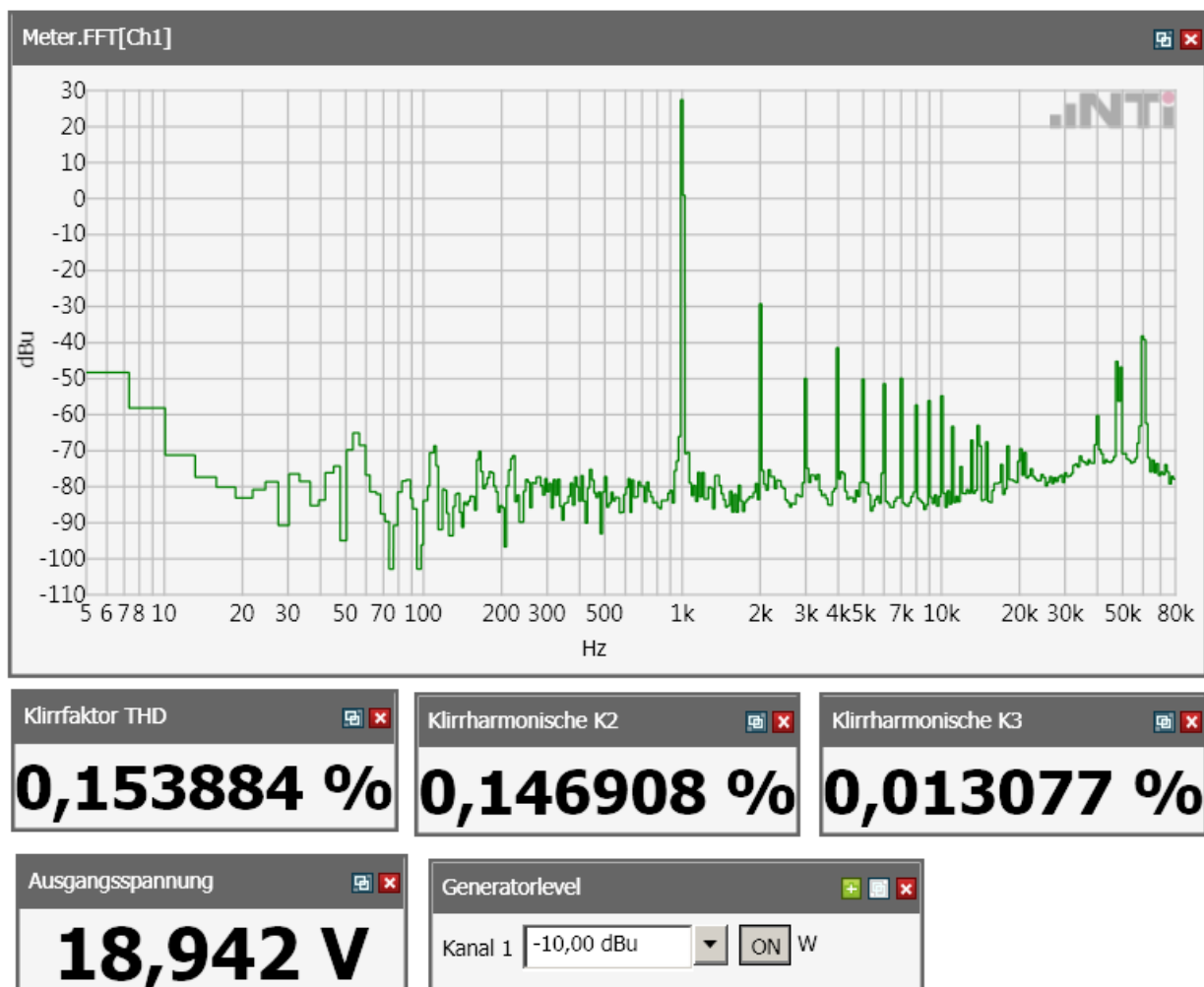
Die untere Nachweisgrenze einer THD+N-Messung wird durch das Eigenrauschen des Messsystems bestimmt. Hochauflösende Audioanalysatoren erreichen Eigenverzerrungen unter -110 dB, wodurch Messungen moderner Verstärker im Bereich weniger ppm möglich sind. Voraussetzung ist jedoch eine störungsarme Umgebung mit kontrollierter Erdung und Schirmung. Netzbrumm, Masseschleifen oder HF-Einstreuungen erhöhen den Restpegel und können die tatsächliche Nichtlinearität des Prüflings überdecken.

Vor jeder präzisen Messung ist daher eine Leerlauf- oder Kurzschlussmessung des Analysators durchzuführen, um das Systemrauschen zu quantifizieren. Erst wenn dieses signifikant unter dem erwarteten Prüflingswert liegt, ist eine valide Interpretation möglich.

Interpretation der Messgröße

THD+N ist eine integrale Kenngröße. Sie erlaubt keine direkte Aussage über die spektrale Zusammensetzung der Verzerrung. Zwei Geräte mit identischem THD+N-Wert können völlig unterschiedliche Verteilungen von Harmonischen und Rauschanteilen aufweisen. Für eine fundierte Analyse ist daher stets eine ergänzende Spektralbetrachtung erforderlich.

Dennoch besitzt THD+N eine hohe praktische Relevanz. Sie stellt eine konservative Gesamtbewertung dar, da sie sämtliche Restanteile berücksichtigt. In vielen Anwendungen – insbesondere bei Verstärkern und DACs – ist THD+N daher die primäre Qualitätskennzahl.



Das FFT-Spektrum zeigt eine reale THD+N-Messung bei 1 kHz, durchgeführt mit einem NTI-Analyzer. Der Grundton bei 1 kHz dominiert das Spektrum mit rund +27 dBu. Bereits bei 2 kHz ist die 2. Harmonische (K2) deutlich als separater Peak erkennbar, gefolgt von weiteren Oberwellen bei 3, 4, 5 und 7 kHz mit zunehmend sinkendem Pegel. Der Rauschboden liegt bei etwa –80 bis –90 dBu.

Die Messkästen unten liefern die entscheidende Information: Der Gesamt-Klirrfaktor THD beträgt 0,154 %, wobei K2 mit 0,147 % den weitaus größten Anteil ausmacht. K3 liegt mit 0,013 % rund elfmal darunter. Dieses Verhältnis ist interpretatorisch bedeutsam: Ein stark von K2 dominiertes Klirrbild ist typisch für Verstärker mit asymmetrischer Kennlinienkrümmung, etwa Class-A-Eintaktstufen. Psychoakustisch ist diese Charakteristik vergleichsweise gutartig, da K2 als Oktave zum Grundton vom Gehör weniger als Verzerrung wahrgenommen wird als das dissonantere K3.

Für die Praxis gilt: Ein THD-Wert allein sagt wenig aus. Erst die Aufschlüsselung in K2 und K3 – wie sie FFT-basierte Systeme liefern – erlaubt eine fundierte Bewertung. Ein Gerät mit 0,15 % THD bei dominierendem K2 verhält sich klanglich grundlegend anders als ein Gerät mit identischem THD-Wert bei dominierendem K3.

3.6 Einfluss der Gegenkopplung auf den Klirrfaktor

Die Reduktion harmonischer Verzerrungen durch negative Gegenkopplung lässt sich nicht nur qualitativ, sondern quantitativ aus der Struktur des geschlossenen Regelkreises ableiten. Ausgangspunkt ist ein nichtlinearer Verstärker mit offener Verstärkung A , dessen Ausgangsspannung sich als Funktion der Eingangsspannung beschreiben lässt:

$$u_{\text{out}} = Au_{\text{in}} + d(u_{\text{in}})$$

wobei $d(u_{\text{in}})$ die nichtlineare Verzerrungskomponente repräsentiert. Für kleine Verzerrungen kann $d(u_{\text{in}})$ als additive Störgröße betrachtet werden, deren spektrale Struktur durch die Kennlinienkrümmung bestimmt ist.

Wird nun eine negative Gegenkopplung mit dem Faktor β eingeführt, so ergibt sich für die effektive Eingangsspannung:

$$u_{\text{in}} = u_s - \beta u_{\text{out}}$$

mit u_s als Eingangssignalquelle. Einsetzen in die Ausgangsgleichung führt zu:

$$u_{\text{out}} = A(u_s - \beta u_{\text{out}}) + d(u_{\text{in}})$$

Für kleine Verzerrungen kann $d(u_{\text{in}})$ näherungsweise als $d(u_s)$ behandelt werden. Nach Umstellen ergibt sich:

$$u_{\text{out}}(1 + A\beta) = Au_s + d(u_s)$$

Damit folgt für den Ausgang:

$$u_{\text{out}} = \frac{A}{1 + A\beta} u_s + \frac{1}{1 + A\beta} d(u_s)$$

Diese Beziehung ist zentral. Sie zeigt, dass nicht nur die lineare Verstärkung um den Faktor $1 + A\beta$ reduziert wird, sondern ebenso die Verzerrungskomponente. Der geschlossene Klirrfaktor D_{cl} ergibt sich somit aus dem offenen Klirrfaktor D zu:

$$D_{\text{cl}} = \frac{D}{1 + A\beta}$$

Die Größe $A\beta$ wird als Schleifenverstärkung bezeichnet. Bei hohen Werten kann die Verzerrung theoretisch um viele Dezibel reduziert werden. Beispielsweise entspricht eine Schleifenverstärkung von 100 einer Verzerrungsreduktion um 40 dB.

Diese lineare Betrachtung gilt streng genommen nur für kleine Nichtlinearitäten und ausreichend hohe Phasenreserve. In realen Verstärkern ist A frequenzabhängig. Die offene Verstärkung fällt mit steigender Frequenz typischerweise mit einer Flankensteilheit von -20 dB oder -40 dB pro Dekade ab. Damit wird auch $A\beta$ frequenzabhängig:

$$A(j\omega)\beta = |A(j\omega)| \beta e^{j\phi(\omega)}$$

Die Verzerrungsreduktion ist folglich im Niederfrequenz- und Mitteltonbereich am größten, während sie im Hochtonbereich abnimmt. Dies erklärt die charakteristische Zunahme des Klirrfaktors bei hohen Frequenzen trotz globaler Gegenkopplung.

Ein weiterer wesentlicher Effekt betrifft die spektrale Zusammensetzung der Verzerrung. Betrachte eine offene Kennlinie mit dominanter quadratischer Nichtlinearität:

$$u_{\text{out}} = a_1 u_{\text{in}} + a_2 u_{\text{in}}^2 + a_3 u_{\text{in}}^3 + \dots$$

Gegenkopplung reduziert primär die dominante erste Nichtlinearitätsordnung. Höhere Ordnungen werden zwar ebenfalls reduziert, jedoch nicht proportional zur Reduktion der Grundverstärkung. Insbesondere bei endlicher Schleifenverstärkung kann die relative Gewichtung höherer Harmonischer zunehmen, obwohl der absolute THD-Wert sinkt. Die Gegenkopplung wirkt also amplitudenlinear reduzierend, jedoch nicht spektralneutrale umverteilend.

Im Grenzbereich nahe der Sättigung verliert die hergeleitete Beziehung ihre Gültigkeit. Sobald das aktive Bauelement seine Spannungs- oder Stromgrenzen erreicht, ist die

Annahme kleiner Störgrößen nicht mehr erfüllt. Die Nichtlinearität wird dominant, und die lineare Näherung bricht zusammen. Die effektive Schleifenverstärkung sinkt abrupt, da das System nicht mehr proportional reagiert. Daraus resultiert ein steiler Anstieg höherer Harmonischer im Clipping-Bereich.

Zusätzlich ist die Stabilitätsbedingung zu berücksichtigen. Eine hohe Schleifenverstärkung verbessert zwar die Verzerrungsreduktion, erhöht jedoch die Anforderungen an die Phasenreserve. Die Nyquist-Bedingung verlangt, dass bei der Frequenz, bei der $|A\beta| = 1$, die Phasenverschiebung kleiner als 180° bleibt. Wird diese Bedingung verletzt, entstehen Oszillationen oder transiente Überschwinger, die ihrerseits Verzerrungsartefakte erzeugen können.

Aus praktischer Sicht bedeutet dies:

- Hohe offene Verstärkung ist Voraussetzung für geringe Verzerrungen.
- Die Bandbreite der offenen Schleife bestimmt die frequenzabhängige Wirksamkeit.
- Die spektrale Struktur der Restverzerrung kann sich trotz sinkendem THD verändern.
- Im Sättigungsbereich ist die Verzerrungsreduktion praktisch wirkungslos.

Zusammenfassend lässt sich festhalten, dass negative Gegenkopplung den Klirrfaktor im linearen Arbeitsbereich proportional zur Schleifenverstärkung reduziert. Die mathematische Herleitung zeigt eine klare $1/(1 + A\beta)$ -Abhängigkeit für kleine Nichtlinearitäten. Die reale Wirksamkeit ist jedoch frequenz-, amplituden- und stabilitätsabhängig. Gegenkopplung ist somit ein mächtiges, aber nicht uneingeschränktes Instrument zur Kontrolle harmonischer Verzerrungen in Audioverstärkern auf höchstem technischem Niveau.

3.7 Grenzen der Klirrfaktorreduktion durch Gegenkopplung

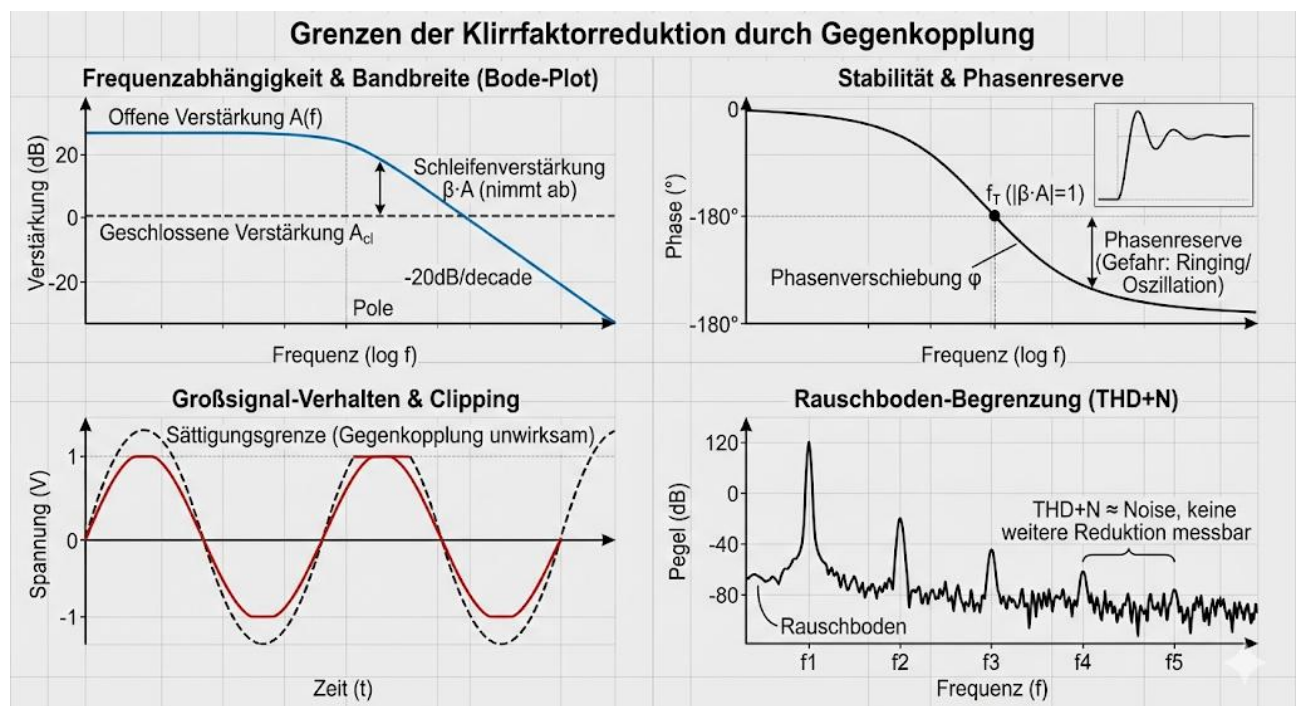
Die mathematische Beziehung

$$D_{cl} = \frac{D}{1 + A\beta}$$

suggeriert auf den ersten Blick, dass der Klirrfaktor durch hinreichend große Schleifenverstärkung $A\beta$ beliebig reduziert werden kann. Diese Aussage ist jedoch nur unter idealisierten Annahmen gültig: kleine Nichtlinearitäten, frequenzunabhängige

Verstärkung, unendliche Bandbreite, perfekte Phasenreserve und fehlende Bauelementgrenzen. In realen Verstärkern sind diese Bedingungen nicht erfüllt. Die Klirrfaktorreduktion durch Gegenkopplung unterliegt fundamentalen physikalischen und systemtheoretischen Grenzen.

Die erste Grenze ergibt sich aus der endlichen offenen Verstärkung und deren Frequenzabhängigkeit. Die offene Verstärkung $A(j\omega)$ fällt oberhalb der dominanten Polfrequenz typischerweise mit -20 dB oder -40 dB pro Dekade ab. Damit reduziert sich die Schleifenverstärkung mit steigender Frequenz drastisch. Da die Verzerrungsunterdrückung proportional zu $1/(1 + A\beta)$ ist, nimmt sie im Hochtonbereich zwangsläufig ab. Oberhalb der Unity-Gain-Frequenz, bei der $|A\beta| = 1$, verschwindet die linearisierende Wirkung vollständig. Die erreichbare Klirrfaktorreduktion ist daher durch die Bandbreite der offenen Schleife begrenzt.



Eine zweite fundamentale Grenze liegt in der Stabilitätsbedingung. Eine Erhöhung der Schleifenverstärkung erfordert entweder höhere offene Verstärkung oder eine stärkere Rückkopplung. Beide Maßnahmen verschieben die Phasenreserve. Die Nyquist-Stabilitätsbedingung fordert, dass bei der Frequenz, bei der $|A\beta| = 1$, die Phasenverschiebung deutlich kleiner als 180° bleibt. Wird die Schleifenverstärkung übermäßig erhöht, reduziert sich die Phasenreserve, was zu Überschwingen, Ringing

oder sogar Selbsterregung führen kann. Solche instabilitätsnahen Effekte erzeugen ihrerseits nichtlineare Artefakte, die im Frequenzbereich als breitbandige Verzerrungen erscheinen. Eine unbegrenzte Erhöhung von $A\beta$ ist daher aus Stabilitätsgründen ausgeschlossen. Eine weitere Grenze resultiert aus der Annahme kleiner Nichtlinearitäten. Die Herleitung der Verzerrungsreduktion basiert auf einer linearen Näherung um den Arbeitspunkt. In der Praxis steigen Nichtlinearitäten mit zunehmender Aussteuerung stark an. Sobald das aktive Bauelement in Bereiche signifikanter Kennlinienkrümmung oder in Sättigung gelangt, ist die Verzerrung nicht mehr als kleine additive Störgröße behandelbar. Die Rückkopplung kann den Fehler nur kompensieren, solange das System proportional reagiert. In der Nähe der Begrenzung sinkt die effektive Schleifenverstärkung abrupt, da das Ausgangssignal nicht mehr frei folgen kann. Die Klirrfaktorreduktion bricht in diesem Bereich zusammen.

Eine subtile, aber technisch relevante Grenze betrifft die Entstehung höherer Verzerrungsordnungen. Gegenkopplung reduziert primär die dominanten niederordentlichen Nichtlinearitäten. In Systemen mit komplexer Kennlinienstruktur kann die Rückkopplung jedoch nichtlineare Wechselwirkungen erzeugen. Bei starker Gegenkopplung werden Verzerrungsanteile mehrfach durch den Regelkreis geführt. Dadurch können aus ursprünglich niedrigordentlichen Nichtlinearitäten Residuen höherer Ordnung entstehen. Obwohl der Gesamtklirrfaktor sinkt, kann das Spektrum relativ stärker hochordentliche Anteile enthalten. Dieser Effekt ist kein Widerspruch zur Theorie, sondern eine Folge der endlichen und frequenzabhängigen Schleifenverstärkung. Auch Rauschen setzt eine praktische Grenze. Gegenkopplung reduziert Verzerrung, beeinflusst jedoch das thermische Rauschen aktiver Bauelemente nur begrenzt. Wird der Verzerrungsanteil stark unterdrückt, nähert sich der gemessene THD+N-Wert dem Rauschboden des Systems. Ab diesem Punkt führt eine weitere Erhöhung der Schleifenverstärkung zu keiner signifikanten Verbesserung der Messgröße, da das Rauschen dominant wird. Die theoretische Verzerrungsreduktion ist dann messtechnisch nicht mehr nachweisbar.

Eine zusätzliche systemtheoretische Grenze entsteht durch zeitabhängige Effekte. Die Gegenkopplung kann nur so schnell reagieren, wie es die interne Phasen- und Transitzeit der Verstärkerstufen erlaubt. Bei schnellen Transienten oder hohen Frequenzen kann der Regelkreis dem Signal nicht vollständig folgen. Die resultierenden transienten Abweichungen äußern sich als dynamische Verzerrungen, die nicht durch statische Klirrfaktorreduktion erfasst werden. Hier zeigt sich, dass Gegenkopplung primär eine

statische oder quasistatische Linearisierung bewirkt. Schließlich sind auch energetische und thermische Grenzen zu berücksichtigen. Hohe Schleifenverstärkung erfordert hohe offene Verstärkung, was meist mit komplexeren Verstärkerstufen und höherem Stromverbrauch einhergeht. Temperaturabhängigkeiten der Bauelemente verändern die offene Verstärkung und damit die Schleifencharakteristik. Unter realen Betriebsbedingungen kann die Verzerrungsreduktion daher geringer ausfallen als unter Laborbedingungen.

Zusammenfassend ist die Klirrfaktorreduktion durch Gegenkopplung prinzipiell wirksam, jedoch durch mehrere Faktoren begrenzt: endliche offene Verstärkung und Bandbreite, Stabilitätsanforderungen, Nichtlinearitäten großer Amplitude, spektrale Umverteilung höherer Ordnungen, Rauschboden sowie dynamische und thermische Effekte. Die Gleichung $D_{cl} = D/(1 + A\beta)$ beschreibt den idealisierten Grenzfall kleiner Verzerrungen im linearen Bereich, nicht jedoch das vollständige Verhalten realer Audioverstärker. Gegenkopplung ist damit ein leistungsfähiges, aber physikalisch begrenztes Instrument zur Verzerrungskontrolle.

3.8 Nichtlineare Eigenverzerrungen des menschlichen Gehörs

Die technische Analyse nichtlinearer Verzerrungen in Audiogeräten basiert implizit auf der Annahme, dass das menschliche Gehör als linearer Detektor fungiert. Diese Annahme ist jedoch nur näherungsweise gültig. Das auditive System selbst weist ausgeprägte Nichtlinearitäten auf, die bereits auf der peripheren Ebene der Schallwandlung entstehen und die Wahrnehmung externer Verzerrungen maßgeblich beeinflussen. Die Eigenverzerrungen des Gehörs sind somit kein messtechnischer Artefakt, sondern ein physiologisch inhärenter Bestandteil der auditiven Signalverarbeitung.

Ihr Ursprung liegt im Innenohr, insbesondere in der Cochlea. Die Basilarmembran wirkt als orts aufgelöstes, frequenzselektives Resonanzsystem, dessen lokale Auslenkung proportional zur anregenden Frequenz verteilt ist. Entscheidend ist jedoch, dass diese mechanische Antwort keine streng lineare Funktion des Schalldrucks darstellt. Die Auslenkung wird durch aktive Prozesse moduliert, die durch die äußeren Haarzellen realisiert werden. Diese Zellen besitzen elektromechanische Eigenschaften und können ihre Länge in Abhängigkeit vom Membranpotenzial verändern. Dadurch entsteht ein aktiver cochleärer Verstärker, der schwache Signale selektiv anhebt.

Diese Verstärkung ist amplitudenabhängig und folgt einer kompressiven Kennlinie. Bei niedrigen Schalldruckpegeln ist die Verstärkung hoch, wodurch die Empfindlichkeit des Gehörs gesteigert wird. Mit zunehmendem Pegel reduziert sich die Verstärkung progressiv, bis sie in eine Sättigungscharakteristik übergeht. Signaltheoretisch entspricht dieses Verhalten einer nichtlinearen Übertragungsfunktion mit pegelabhängiger Verstärkung. Die Folge ist, dass selbst bei Anregung mit einem reinen Sinuston zusätzliche interne Frequenzkomponenten entstehen.

Diese internen Verzerrungsprodukte umfassen sowohl harmonische als auch intermodulative Anteile. Sie sind experimentell nachweisbar, unter anderem in Form otoakustischer Emissionen. Dabei handelt es sich um Schallsignale, die im Innenohr selbst generiert und über das Mittelohr nach außen abgestrahlt werden. Die Existenz solcher Emissionen belegt eindeutig den aktiv nichtlinearen Charakter der cochleären Mechanik. Das Gehör fungiert somit nicht als passiver Empfänger, sondern als nichtlineares, energieaktives Wandlungssystem.

Die Stärke dieser Eigenverzerrungen ist ausgeprägt pegelabhängig. Im Bereich moderater Hörpegel bleiben sie relativ gering und werden zusätzlich durch Maskierungseffekte überdeckt. Mit steigender Lautstärke nimmt jedoch die Nichtlinearität zu. Die cochleäre Kompression verstärkt sich, und es treten zunehmend Verzerrungsprodukte höherer Ordnung auf. Dieser Mechanismus trägt wesentlich dazu bei, dass sehr laute Signale subjektiv als rau, hart oder belastend wahrgenommen werden, selbst wenn das technische Wiedergabesystem messtechnisch noch geringe Klirrwerte aufweist.

Für die audioteknische Bewertung ergibt sich daraus eine zentrale Konsequenz: Externe Geräteverzerrungen werden stets durch ein nichtlineares biologisches Detektorsystem wahrgenommen. Die Gesamtverzerrung am Ende der Wahrnehmungskette ist daher das Resultat der Kaskadierung technischer und physiologischer Nichtlinearitäten. Niedrigordentliche Harmonische können durch körpereigene Verzerrungen teilweise maskiert werden, während hochordentliche spektrale Komponenten aufgrund geringerer Maskierung überproportional auffallen.

Die nichtlinearen Eigenverzerrungen des menschlichen Gehörs relativieren somit die isolierte Aussagekraft integraler Kenngrößen wie THD. Für eine realitätsnahe Bewertung audioteknischer Systeme ist es erforderlich, messtechnische Ergebnisse im Kontext der physiologischen Nichtlinearität des Hörorgans zu interpretieren. Erst die Berücksichtigung dieser biologischen Übertragungscharakteristik ermöglicht eine

konsistente Verbindung zwischen objektiver Messung und subjektiver Klangwahrnehmung.

3.9 Hörbarkeitsschwellen bei Musiksignalen und Instrumentenklängen

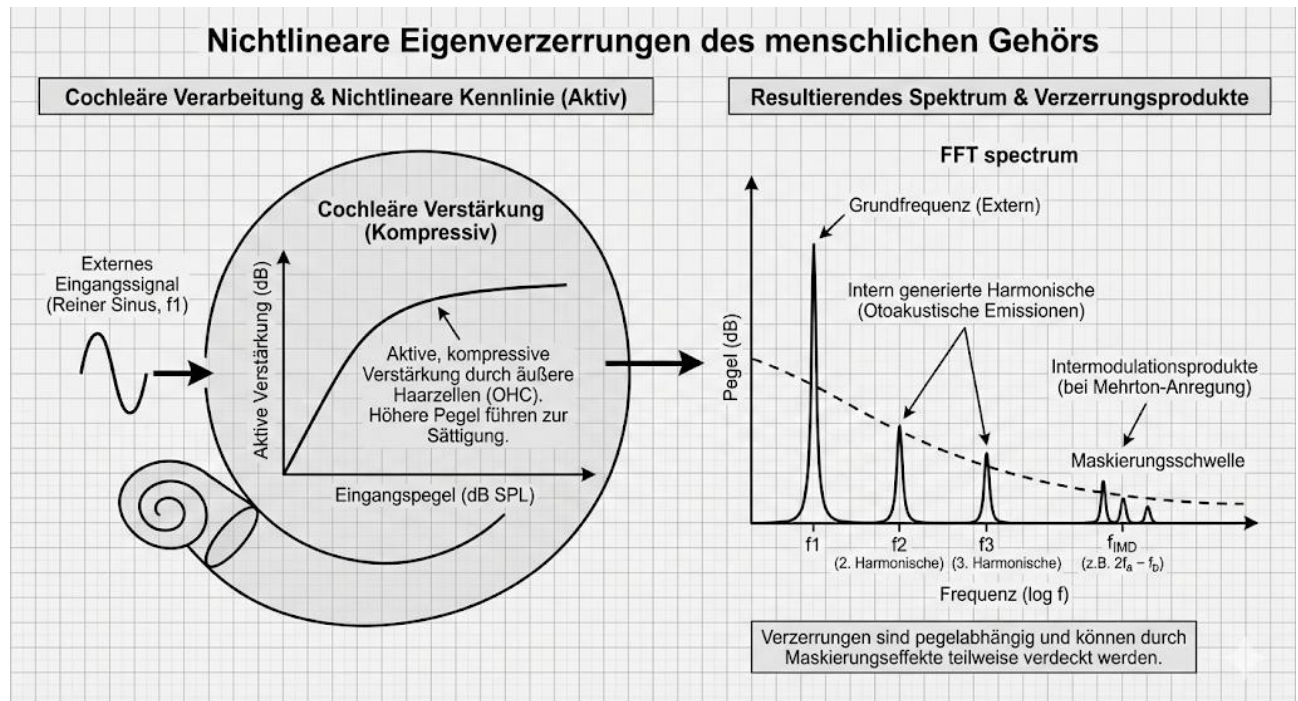
Die messtechnische Quantifizierung harmonischer Verzerrungen über Kenngrößen wie den Gesamtklirrfaktor erlaubt eine objektive Beschreibung nichtlinearer Signalveränderungen, liefert jedoch nur eingeschränkt Aussagen über deren tatsächliche Hörbarkeit. Die Wahrnehmbarkeit von Klirr ist kein konstanter Grenzwert, sondern eine komplexe psychoakustische Funktion, die wesentlich von Signalstruktur, Spektralverteilung, Pegel, zeitlicher Dynamik sowie vom Kontext des Musiksignals abhängt. Hörbarkeitsschwellen sind daher stets als statistische und signalabhängige Größen zu verstehen, nicht als fixe technische Grenzwerte.

Grundlegend ist zunächst die Unterscheidung zwischen Sinuston- und Musiksignalbewertung. Bei reinen Sinustönen lassen sich Klirrschwellen unter Laborbedingungen vergleichsweise präzise bestimmen, da das Spektrum eindeutig definiert ist und zusätzliche Oberwellen unmittelbar als fremde Komponenten identifizierbar sind. Unter optimalen Hörbedingungen können harmonische Verzerrungen niedriger Ordnung bereits im Bereich von etwa 0,3 % bis 1 % wahrgenommen werden, abhängig von Frequenz und Pegel. Diese Schwellen gelten jedoch nur für isolierte Testsignale ohne Maskierung durch weitere Spektralanteile.

Musiksignale weisen demgegenüber eine hochkomplexe spektrale und zeitliche Struktur auf. Instrumentenklänge bestehen selbst aus ausgeprägten Obertonspektren, deren Amplituden sich dynamisch verändern. Wird einem solchen Signal zusätzlicher Klirr überlagert, so fällt dieser nicht zwangsläufig als fremde Komponente auf, sondern kann innerhalb der vorhandenen Obertonstruktur maskiert werden. Die Hörbarkeitsschwelle steigt dadurch signifikant an. In realen Musiksignalen liegen wahrnehmbare Klirrgrenzen häufig im Bereich mehrerer Prozent, ohne dass eine eindeutige Verzerrungswahrnehmung entsteht.

Ein wesentlicher Einflussfaktor ist die Ordnung der Harmonischen. Niedrigordentliche Verzerrungen, insbesondere zweite Harmonische, werden aufgrund ihrer konsonanten Beziehung zur Grundfrequenz sowie durch spektrale Maskierung deutlich schlechter detektiert. Sie integrieren sich teilweise in die natürliche Klangfarbe des Instruments. Höherordentliche Harmonische hingegen liegen in spektralen Bereichen mit geringerer

Maskierung und werden schneller als rau oder hart identifiziert. Bereits geringe Anteile fünfter oder siebter Harmonischer können bei bestimmten Signalen auffälliger sein als deutlich höhere K2-Anteile.



Instrumentenspezifische Unterschiede spielen ebenfalls eine zentrale Rolle. Klänge mit natürlicherweise stark ausgeprägter Obertonstruktur – etwa Blechblasinstrumente, verzerrte Gitarren oder gestrichene Streicher – besitzen eine hohe spektrale Dichte. Zusätzlicher Klirr wird hier vergleichsweise gut maskiert. Demgegenüber reagieren obertonarme Signale wie Flöte, Sinus-Synthese oder Frauenstimmen empfindlicher auf Verzerrungen, da zusätzliche Harmonische klarer hervortreten.

Auch die zeitliche Struktur beeinflusst die Hörbarkeit. Transiente Signale mit steilen Einschwingvorgängen erzeugen selbst breitbandige Spektralanteile, die Verzerrungen maskieren können. Stationäre, lang gehaltene Töne ermöglichen hingegen eine deutlich präzisere Detektion harmonischer Artefakte. Dies erklärt, warum Klirr bei Sustaintönen kritischer wahrgenommen wird als bei perkussivem Material.

Der Schalldruckpegel stellt einen weiteren entscheidenden Parameter dar. Mit zunehmender Lautstärke steigt nicht nur die absolute Amplitude der Verzerrungen, sondern auch die nichtlineare Eigenverzerrung des Gehörs. Dadurch verschiebt sich die Wahrnehmungsschwelle. Moderate Pegel erlauben eine differenzierte

Klirrwahrnehmung, während bei sehr hohen Lautstärken zusätzliche Verzerrungen teilweise im auditorischen Gesamteindruck aufgehen oder als generelle Rauigkeit interpretiert werden.

Für die technische Praxis bedeutet dies, dass ein einheitlicher Grenzwert für „hörbaren Klirr“ nicht existiert. Während bei Labormessungen Verzerrungswerte unter 0,1 % als praktisch unhörbar gelten, können in Musiksignalen selbst deutlich höhere Werte subjektiv unauffällig bleiben, sofern die spektrale Struktur günstig verteilt ist. Umgekehrt können geringste hochordentliche Verzerrungsanteile in kritischen Signalen klar detektierbar sein.

4. Intermodulationsverzerrungen (IMD)

Während harmonische Verzerrungen bei sinusförmiger Einzelanregung entstehen und sich als ganzzahlige Vielfache einer Grundfrequenz manifestieren, treten Intermodulationsverzerrungen bei Mehrtonanregung auf. Da reale Musiksignale stets aus einer Vielzahl simultan vorhandener Frequenzkomponenten bestehen, sind Intermodulationsverzerrungen in der Praxis häufig relevanter als der reine Klirrfaktor. Sie entstehen durch die nichtlineare Kopplung verschiedener Frequenzen innerhalb eines Systems und führen zu Spektralkomponenten, die nicht harmonisch mit einer einzelnen Grundfrequenz verknüpft sind.

Im Gegensatz zur harmonischen Verzerrung, die eine spektrale Erweiterung entlang einer Obertonreihe erzeugt, entstehen bei Intermodulation neue Frequenzen, die als Summen- und Differenztöne bezeichnet werden. Diese Komponenten liegen oft innerhalb des hörbaren Bereichs und besitzen keine einfache harmonische Beziehung zum Ursprungssignal. Gerade diese fehlende strukturelle Einbindung macht Intermodulationsverzerrungen psychoakustisch besonders kritisch.

4.1 Theorie der Kombinationsfrequenzen (Summen- und Differenztöne)

Die Entstehung von Kombinationsfrequenzen ist eine direkte Konsequenz nichtlinearer Systemcharakteristiken bei gleichzeitiger Anregung mit mehreren Sinustönen. Betrachtet man ein Eingangssignal bestehend aus zwei Sinuskomponenten:

$$u_{\text{in}}(t) = U_1 \sin(\omega_1 t) + U_2 \sin(\omega_2 t)$$

so würde ein ideales lineares System diese beiden Frequenzen unabhängig voneinander übertragen. Das Ausgangssignal enthielte ausschließlich die ursprünglichen Frequenzen ω_1 und ω_2 , gegebenenfalls in veränderter Amplitude und Phase.

In einem nichtlinearen System mit einer quadratischen Kennlinienkomponente entsteht jedoch ein zusätzlicher Term proportional zu $u_{\text{in}}^2(t)$. Die quadratische Nichtlinearität führt zu:

$$u_{\text{in}}^2(t) = U_1^2 \sin^2(\omega_1 t) + U_2^2 \sin^2(\omega_2 t) + 2U_1 U_2 \sin(\omega_1 t) \sin(\omega_2 t)$$

Unter Anwendung trigonometrischer Identitäten ergibt sich aus dem Kreuzterm:

$$\sin(\omega_1 t) \sin(\omega_2 t) = \frac{1}{2} [\cos((\omega_1 - \omega_2)t) - \cos((\omega_1 + \omega_2)t)]$$

Damit entstehen zwei neue Frequenzkomponenten:

$$\omega_{\text{diff}} = |\omega_1 - \omega_2|$$

$$\omega_{\text{sum}} = \omega_1 + \omega_2$$

Diese werden als Differenz- bzw. Summenfrequenzen bezeichnet. Bereits eine einfache quadratische Nichtlinearität erzeugt somit spektrale Komponenten, die weder harmonische Vielfache von ω_1 noch von ω_2 sind.

Bei höheren Nichtlinearitätsordnungen entstehen zusätzlich Terme der Form:

$$m\omega_1 \pm n\omega_2$$

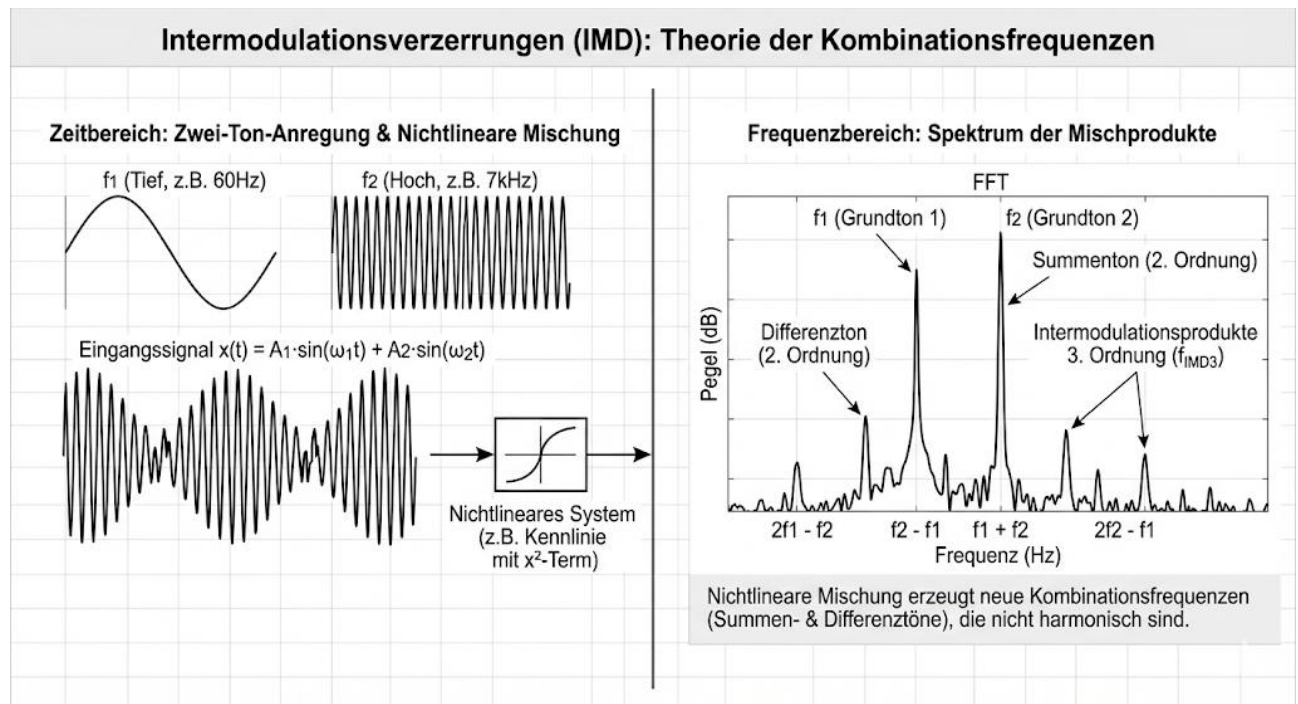
mit ganzzahligen m und n . Diese Intermodulationsprodukte höherer Ordnung bilden ein dichtes Spektrum von Frequenzlinien um die ursprünglichen Töne. Besonders kritisch sind Produkte niedriger Ordnung wie $2\omega_1 - \omega_2$ oder $2\omega_2 - \omega_1$, da sie oft im unmittelbaren Umfeld der Grundfrequenzen liegen und daher schwer maskierbar sind.

Physikalisch betrachtet ist Intermodulation Ausdruck der Tatsache, dass die momentane Verstärkung eines nichtlinearen Systems von der augenblicklichen Gesamtaussteuerung abhängt. Sind zwei Frequenzen gleichzeitig vorhanden, modulieren sie sich gegenseitig über die amplitudenabhängige Kennlinie. Das System wirkt nicht nur als Übertrager einzelner Frequenzen, sondern als nichtlineares Mischglied.

Ein besonders anschauliches Beispiel ergibt sich bei der Anregung mit einem tiefen und einem hohen Ton. Die tieffrequente Komponente moduliert über die Kennlinienkrümmung die effektive Verstärkung der hochfrequenten Komponente. Dies führt zu einer Amplitudenmodulation der Hochfrequenz mit der Niederfrequenz. Im Frequenzbereich erscheinen dadurch Seitenbänder im Abstand der Modulationsfrequenz. Diese Seitenbänder sind klassische Intermodulationsprodukte.

Ein wesentlicher Unterschied zur harmonischen Verzerrung besteht darin, dass Intermodulationsprodukte in Bereichen auftreten können, die zuvor spektral frei waren. Während eine harmonische Verzerrung die Obertonreihe eines bestehenden Tons ergänzt, kann Intermodulation neue Frequenzen in bislang unbesetzten Bereichen erzeugen. Dadurch entsteht eine spektrale „Verunreinigung“, die psychoakustisch häufig stärker auffällt als ein vergleichbarer Klirrfaktor. Mathematisch lässt sich zeigen, dass die Anzahl der möglichen Intermodulationsprodukte mit der Ordnung der Nichtlinearität und der Anzahl der Eingangskomponenten stark zunimmt. Bei realen Musiksignalen mit breitem Spektrum entstehen daher potenziell zahlreiche Mischprodukte. In gut linearen

Systemen liegen diese Produkte weit unterhalb der Wahrnehmbarkeitsschwelle; in stark nichtlinearen Systemen können sie jedoch dominant werden.



Die Theorie der Kombinationsfrequenzen verdeutlicht somit, dass Nichtlinearität bei Mehrtonanregung eine deutlich komplexere spektrale Struktur erzeugt als bei Einzeltonmessungen. Während der Klirrfaktor nur harmonische Selbstverzerrung quantifiziert, beschreibt Intermodulation die gegenseitige Beeinflussung verschiedener Signalanteile. Gerade im Kontext realer Audiosignale besitzt diese Form der Verzerrung daher eine besondere praktische Relevanz.

4.2 Standard-Messverfahren: SMPTE und DIN

Zur quantitativen Erfassung von Intermodulationsverzerrungen haben sich normierte Zweitonverfahren etabliert, deren Ziel es ist, definierte nichtlineare Kopplungseffekte reproduzierbar zu provozieren und messtechnisch eindeutig auszuwerten. Während harmonische Verzerrungen durch Einzeltonanregung vollständig charakterisierbar sind, erfordern Intermodulationsphänomene zwingend die gleichzeitige Einspeisung mehrerer Frequenzkomponenten. Die Wahl der Frequenzen, ihrer Pegelrelation sowie der Bewertungsmethodik bestimmt dabei, welche Nichtlinearitätsmechanismen bevorzugt

detektiert werden. Zwei Verfahren besitzen hierbei besondere historische und technische Relevanz: das SMPTE-Verfahren und das DIN-Verfahren.

Das SMPTE-Verfahren basiert auf einer asymmetrischen Zweitonanregung mit stark unterschiedlicher Frequenz und ungleicher Amplitudenverteilung. Typischerweise wird ein niederfrequenter Ton im Bereich von 50–60 Hz mit hohem Pegel mit einem hochfrequenten Ton, häufig 7 kHz, kombiniert, wobei das Pegelverhältnis etwa 4:1 beträgt. Diese Konstellation ist nicht zufällig gewählt. Der tieffrequente Anteil belastet die Ausgangsstufe strom- und spannungsmäßig erheblich und erzeugt eine großamplitudige Aussteuerung der Kennlinie, während der hochfrequente Anteil als empfindlicher „Träger“ dient, dessen spektrale Reinheit analysiert wird. In einem nichtlinearen System moduliert der Niederfrequenzanteil über die amplitudenabhängige Verstärkung die Hochfrequenzkomponente. Mathematisch entstehen Seitenbänder bei Frequenzen der Form

$$\omega_{\text{HF}} \pm \omega_{\text{LF}}, \omega_{\text{HF}} \pm 2\omega_{\text{LF}}, \dots$$

Die SMPTE-Intermodulation wird als Verhältnis der Effektivwerte dieser Seitenbandkomponenten zur Hochfrequenz-Grundkomponente definiert. Formal ergibt sich

$$\text{IMD}_{\text{SMPTE}} = \frac{\sqrt{\sum U_{\text{SB}}^2}}{U_{\text{HF}}}$$

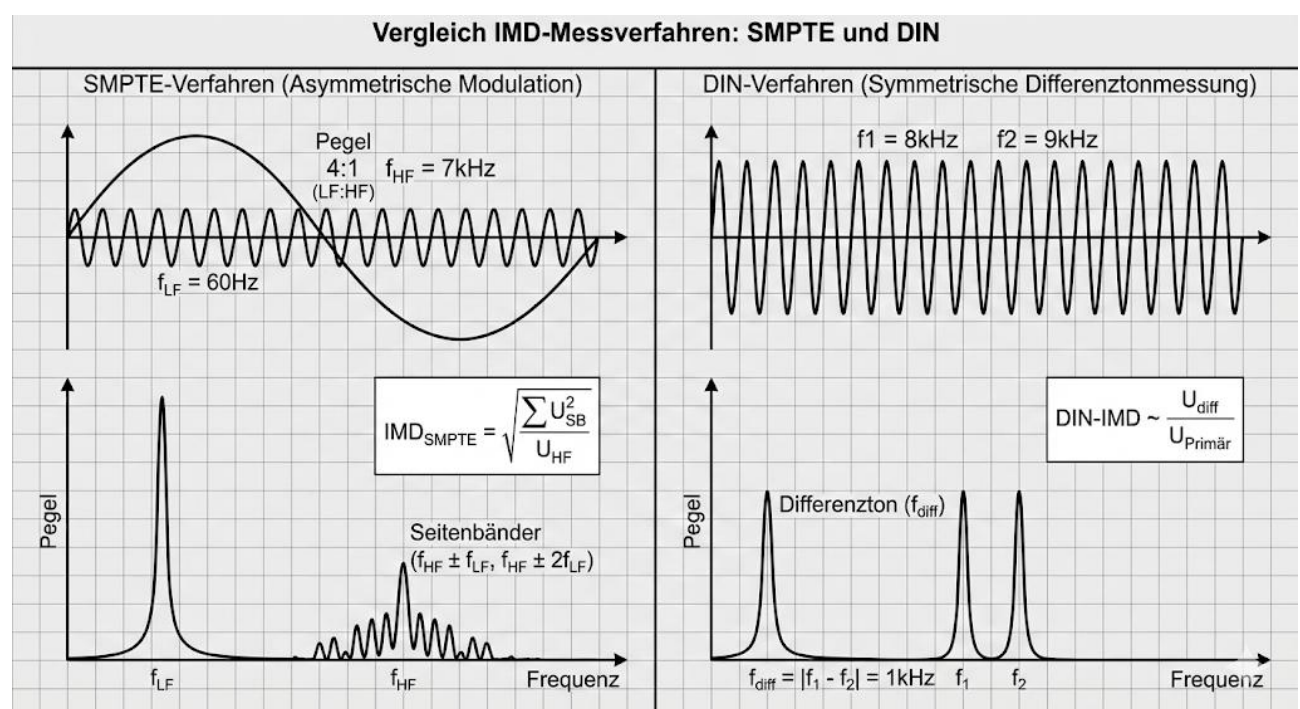
wobei U_{SB} die Effektivwerte der relevanten Seitenbänder bezeichnet. Das Verfahren ist besonders sensitiv gegenüber niederfrequenzinduzierter Nichtlinearität, Strombegrenzungseffekten und nicht idealer Spannungsreserve in der Ausgangsstufe. Es simuliert realistische Musikbedingungen, bei denen tieffrequente Energieanteile die Arbeitsbedingungen dominieren, während gleichzeitig hochfrequente Signalanteile unverzerrt übertragen werden müssen.

Demgegenüber verfolgt das DIN-Verfahren einen konzeptionell anderen Ansatz. Hier werden zwei gleichpegelige Sinustöne mit definiertem Frequenzabstand eingespeist, typischerweise im Hochtון- oder Mitteltonbereich. Die Frequenzdifferenz wird so gewählt, dass das entstehende Differenzprodukt im gut hörbaren Bereich liegt. Die mathematische Grundlage ist identisch, jedoch liegt der Fokus nicht auf Seitenbändern um einen dominanten Träger, sondern auf der direkten Detektion der Differenzfrequenz

$$\omega_{\text{diff}} = |\omega_1 - \omega_2|.$$

Dieses Differenzprodukt entsteht bereits bei Nichtlinearitäten niedriger Ordnung und liegt spektral häufig in einem Bereich mit geringer Maskierung. Die DIN-IMD wird als Verhältnis der Amplitude des Differenztons zur Amplitude der Primärkomponenten definiert. Anders als beim SMPTE-Verfahren wird hier keine asymmetrische Modulation untersucht, sondern die wechselseitige Kopplung zweier gleichwertiger Signalanteile. Das Verfahren ist daher besonders empfindlich gegenüber symmetrischen Kennlinienkrümmungen und eignet sich zur Detektion feiner nichtlinearer Mischprozesse.

Ein in der Messpraxis etabliertes Verfahren zur Erfassung solcher Intermodulationsprodukte ist das normierte Zweitonenverfahren nach SMPTE und DIN. Dabei werden dem Prüfling simultan zwei Signale zugeführt: ein Sinuston bei 15 kHz sowie ein Sinuston bei 3.180 Hz, einer normierten Referenzfrequenz, die aus der Beziehung $1/(2\pi \times 50 \text{ Hz})$ abgeleitet ist und in europäischen Messnormen verbreitet Verwendung findet. Das Pegelverhältnis beider Signale beträgt 4:1, wobei der tiefere Ton mit dem vierfachen Pegel des Hochtons sinusses eingespeist wird. Dieses Verhältnis orientiert sich an der energetischen Struktur realer Musiksignale, in denen tieffrequente Anteile typischerweise dominant sind. Die entstehenden Summen- und Differenzfrequenzen – etwa bei 11.820 Hz und 18.180 Hz – werden anschließend aufgezeichnet und als Maß für die Intermodulationsverzerrung des Systems ausgewertet.



Aus systemtheoretischer Sicht unterscheiden sich beide Verfahren in der Art der angeregten Nichtlinearität. Das SMPTE-Verfahren provoziert eine amplitudenmodulationsartige Interaktion zwischen großem Tieftönen und kleinem Hochton, während das DIN-Verfahren die reine Mischcharakteristik zweier gleichrangiger Komponenten untersucht. In Bezug auf die Ordnung der dominanten Produkte reagiert das SMPTE-Verfahren stärker auf quadratische und kubische Terme, während das DIN-Verfahren insbesondere Produkte niedriger Differenzordnung hervorhebt.

Messtechnisch erfordern beide Verfahren eine hohe spektrale Auflösung und eine präzise Pegelkalibrierung. Bei analogen Messsystemen erfolgte die Auswertung häufig über selektive Filter, die gezielt die relevanten Frequenzbereiche isolierten. Moderne FFT-basierte Analysatoren erlauben eine direkte spektrale Zerlegung mit exakter Identifikation einzelner Mischprodukte. Die Integrationsbandbreite, Fensterfunktion und Frequenzauflösung beeinflussen dabei unmittelbar die Genauigkeit der IMD-Bestimmung.

Die Aussagekraft beider Verfahren ist komplementär. Während die harmonische Verzerrungsmessung primär Selbstverzerrung einzelner Frequenzen erfasst, analysieren SMPTE und DIN die gegenseitige Beeinflussung mehrerer Signalanteile. Gerade bei komplexen Musiksignalen, die simultan tiefe und hohe Frequenzen enthalten, sind Intermodulationsverzerrungen häufig psychoakustisch relevanter als reine Oberwellen. Die normierten Zweitonverfahren stellen daher keine alternative, sondern eine notwendige Ergänzung zur klassischen Klirrfaktormessung dar.

4.3 CCIF-Differenztonmessung und deren Relevanz

Die CCIF-Differenztonmessung stellt eine hochsensitive Spezialform der Intermodulationsanalyse dar, die gezielt Nichtlinearitäten im oberen Frequenzbereich sowie bandbreiten- und slew-rate-begrenzte Effekte erfasst. Im Unterschied zu Verfahren mit stark unterschiedlichen Frequenz- oder Pegelverhältnissen basiert die CCIF-Methode auf zwei gleichamplitudigen, eng benachbarten Hochfrequenztönen. Typische Prüfpaaire sind 19 kHz und 20 kHz oder 18 kHz und 19 kHz. Die Differenz dieser beiden Frequenzen liegt im niederfrequenten, gut hörbaren Bereich – bei einem 19/20-kHz-Test beispielsweise bei 1 kHz.

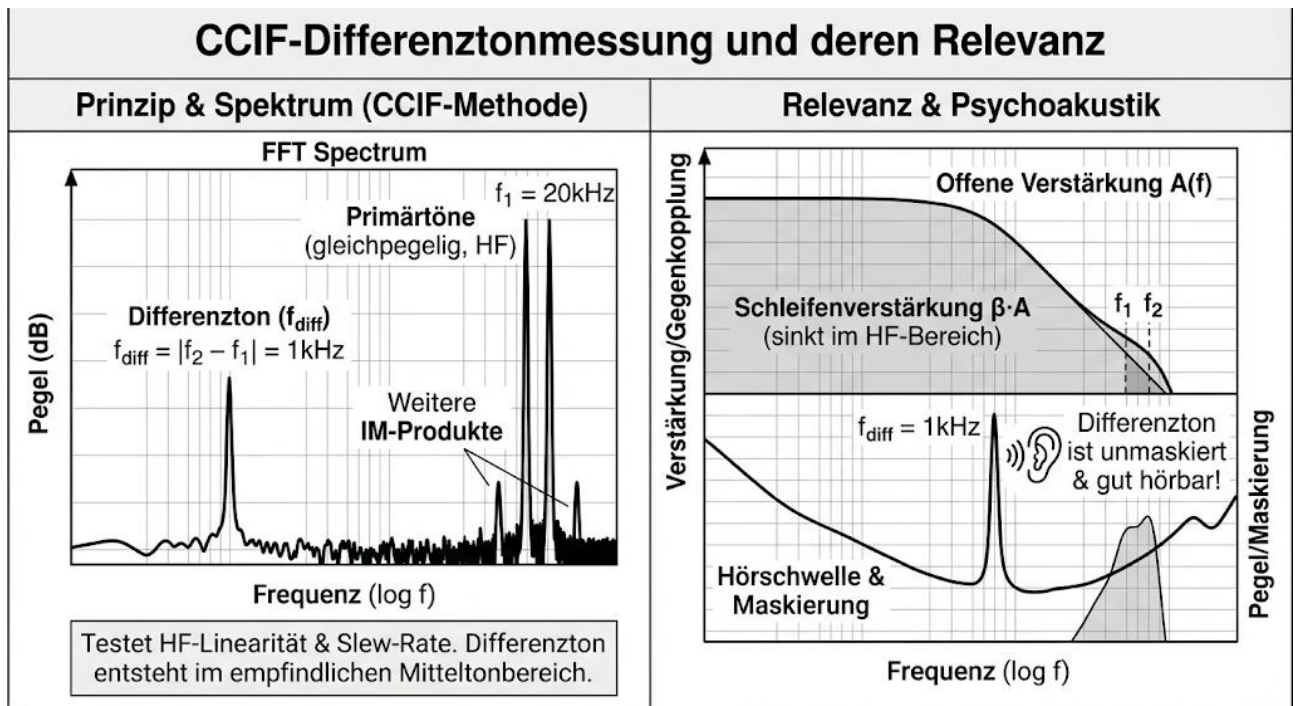
Die methodische Idee besteht darin, zwei hohe Frequenzen zu erzeugen, die einzeln betrachtet unkritisch erscheinen, deren nichtlineare Wechselwirkung jedoch einen

neuen, deutlich wahrnehmbaren Differenzton im Mitteltonbereich erzeugt. Dieses Differenzprodukt existiert im Eingangssignal nicht und entsteht ausschließlich durch nichtlineare Mischprozesse innerhalb des Prüflings. Entscheidend ist dabei, dass die Primärtöne selbst im oberen Audibereich liegen, also in einem Bereich, in dem die offene Verstärkung eines Verstärkers bereits reduziert ist und die Wirksamkeit der Gegenkopplung abnimmt. Damit wird die Hochfrequenzlinearität gezielt geprüft.

Die spektrale Besonderheit der CCIF-Methode liegt darin, dass das entstehende Differenzprodukt in einem Frequenzbereich erscheint, in dem das menschliche Gehör besonders empfindlich ist und in dem keine spektrale Maskierung durch die Primärtöne stattfindet. Während bei SMPTE-IMD Seitenbänder um eine dominante Hochfrequenzkomponente auftreten, entsteht hier ein eigenständiger Ton in einem zuvor spektral freien Bereich. Psychoakustisch ist diese Konstellation besonders kritisch, da das Differenzsignal nicht harmonisch in eine bestehende Obertonstruktur eingebettet ist, sondern als isolierter Fremdtone wahrgenommen wird.

Technisch betrachtet fordert die CCIF-Messung mehrere Systemparameter gleichzeitig. Zum einen verlangt sie eine hohe Slew-Rate, da zwei nahe beieinanderliegende Hochfrequenzsignale große zeitliche Spannungsänderungen verursachen. Zum anderen beansprucht sie die Großsignalbandbreite des Verstärkers, da die simultane Verarbeitung beider Töne eine saubere lineare Übertragung bis an die obere Grenzfrequenz erfordert. Jegliche Phasenverschiebung, Verzögerung oder nichtlineare Amplitudenabhängigkeit in diesem Bereich führt unmittelbar zur Erzeugung eines Differenztons.

Ein weiterer relevanter Aspekt betrifft stark gegengekoppelte Verstärkersysteme. Im unteren und mittleren Frequenzbereich reduziert die Gegenkopplung Verzerrungen sehr effektiv. Im Hochtonbereich sinkt jedoch die Schleifenverstärkung. Die CCIF-Methode legt diesen Effekt offen, da sie gezielt dort misst, wo die linearisierende Wirkung der Gegenkopplung bereits reduziert ist. In der Praxis zeigt sich daher häufig, dass Geräte mit extrem niedrigen THD-Werten bei 1 kHz unter CCIF-Bedingungen deutlich höhere Intermodulationswerte aufweisen.



Messtechnisch erfordert die CCIF-Analyse eine hohe spektrale Auflösung und eine exakte Pegelgleichheit der beiden Primärtöne. Bereits geringe Amplitudenabweichungen können die Seitenbandstruktur verändern und die Bewertung verfälschen. Zudem muss der Signalgenerator selbst extrem niedrige Eigenintermodulation aufweisen, da andernfalls Generatorartefakte fälschlich dem Prüfling zugeschrieben werden. Moderne FFT-basierte Analysatoren erlauben die simultane Darstellung der Primärtöne und der entstehenden Differenzkomponente mit hoher Dynamikauflösung, wodurch auch sehr kleine IMD-Werte im Bereich unter -100 dB sichtbar werden.

Die praktische Relevanz der CCIF-Differenztonmessung liegt in ihrer Fähigkeit, hochfrequenzabhängige Nichtlinearitäten aufzudecken, die bei Einzelton- oder niederfrequenten Zweitonmessungen nicht in Erscheinung treten. Sie ergänzt SMPTE- und DIN-Verfahren, indem sie die Linearität nahe der oberen Audiogrenze prüft und gleichzeitig eine psychoakustisch besonders empfindliche Störkomponente generiert. Für die Bewertung moderner Hochleistungsverstärker und breitbandiger Audiostufen stellt sie daher ein unverzichtbares Instrument dar, um die reale Mehrtonlinearität unter anspruchsvollen Betriebsbedingungen zu charakterisieren.

4.4 Vektorielle vs. Skalare IMD-Messung

Die quantitative Bewertung von Intermodulationsverzerrungen kann grundsätzlich auf zwei unterschiedliche Arten erfolgen: als skalare oder als vektorielle Messung. Der Unterschied zwischen beiden Ansätzen liegt nicht in der physikalischen Entstehung der Intermodulationsprodukte, sondern in der Art und Weise, wie deren spektrale Beiträge erfasst, gewichtet und mathematisch zusammengeführt werden. Während die skalare IMD-Messung ausschließlich Amplitudenverhältnisse berücksichtigt, bezieht die vektorielle Betrachtung zusätzlich Phaseninformationen mit ein und erlaubt damit eine vollständige komplexe Beschreibung der nichtlinearen Mischkomponenten.

Bei der klassischen skalaren IMD-Messung wird das Ausgangsspektrum in seine relevanten Komponenten zerlegt, und die Amplituden der Intermodulationsprodukte werden betragsmäßig erfasst. Diese Amplituden werden entweder einzeln angegeben oder energetisch zusammengefasst, typischerweise als quadratische Summation der Effektivwerte relativ zu den Primärkomponenten. Die Phasenlage der einzelnen Spektrallinien bleibt unberücksichtigt. Das Ergebnis ist eine rein reelle, positive Kenngröße, die das Verhältnis der Intermodulationsenergie zur Grundenergie beschreibt. Dieses Verfahren entspricht der etablierten Praxis in analogen Filtermessungen sowie in vielen FFT-basierten Standardanalysen.

Der Vorteil der skalaren Methode liegt in ihrer Robustheit und einfachen Interpretierbarkeit. Da das menschliche Gehör primär auf spektrale Energieverteilungen reagiert, liefert eine Amplitudenbewertung häufig bereits eine praxisnahe Aussage über die Störwirkung. Zudem ist die Skalierung direkt mit logarithmischen Pegelangaben kompatibel. Die skalare IMD-Kenngröße ist daher normativ gut definierbar und zwischen verschiedenen Messlaboren vergleichbar.

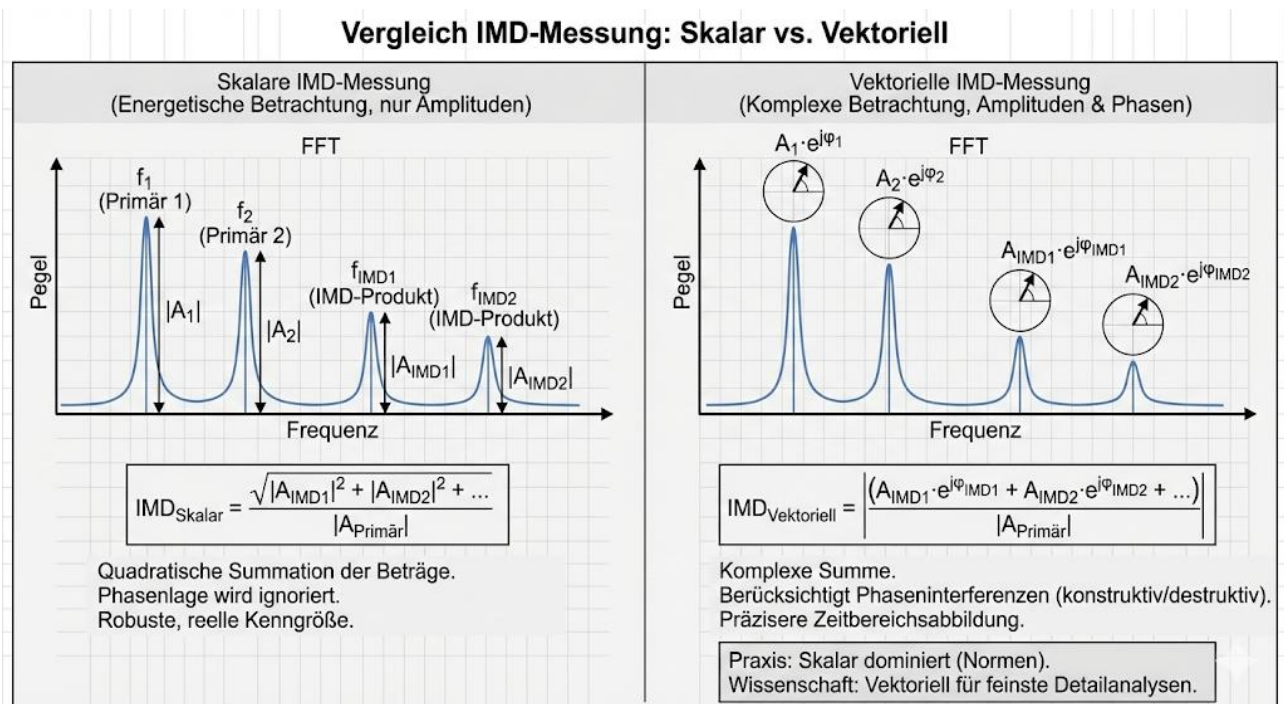
Die vektorielle IMD-Messung geht einen Schritt weiter, indem sie die komplexe Struktur der Spektralkomponenten berücksichtigt. Jede Intermodulationslinie besitzt nicht nur eine Amplitude, sondern auch eine definierte Phase relativ zu den Primärsignalen. In einem linearen System wäre die Phasenbeziehung eindeutig durch die Übertragungsfunktion bestimmt. In einem nichtlinearen System entstehen jedoch zusätzliche Phasenverschiebungen, die aus der dynamischen Kopplung der Signalanteile resultieren.

Bei einer vektoriellen Analyse wird daher jede Spektralkomponente als komplexe Größe dargestellt, mit Real- und Imaginäranteil beziehungsweise mit Betrag und Phase. Werden mehrere Intermodulationsprodukte kombiniert, erfolgt die Summation nicht rein

energetisch, sondern als komplexe Addition. Dadurch können sich einzelne Komponenten konstruktiv oder destruktiv überlagern. In bestimmten Fällen kann die rein skalare Summation daher eine höhere oder niedrigere Gesamtverzerrung suggerieren als tatsächlich im Zeitbereich wirksam ist.

Die Bedeutung dieser Unterscheidung zeigt sich insbesondere bei symmetrischen oder stark gegengekoppelten Systemen. Hier können bestimmte Intermodulationsprodukte phasenbedingt teilweise kompensiert werden. Eine rein skalare Betrachtung würde deren Amplituden addieren, während die vektorielle Analyse die tatsächliche resultierende Signalabweichung im Zeitbereich widerspiegelt. Für hochpräzise Laboruntersuchungen, insbesondere bei sehr niedrigen Verzerrungswerten im Bereich unter -100 dB, kann diese Differenz messtechnisch relevant werden.

Ein weiterer Aspekt betrifft die Analyse nichtstationärer Signale oder Multitonanregungen. In solchen Fällen entstehen komplexe spektrale Interaktionsmuster mit definierten Phasenbeziehungen zwischen zahlreichen Komponenten. Die vektorielle Analyse ermöglicht hier eine genauere Rekonstruktion der tatsächlichen Zeitbereichsabweichung, da sie die vollständige komplexe Information nutzt. Die skalare Methode reduziert hingegen alle Komponenten auf ihre Energieanteile und verliert dabei mögliche Phaseninterferenzen.



Messtechnisch ist die vektorielle IMD-Messung nur mit FFT-basierten Verfahren sinnvoll realisierbar, da analoge Filtermethoden keine Phaseninformation liefern. Moderne Audioanalysatoren mit hoher Dynamik und stabiler Zeitreferenz können komplexe Spektraldaten erfassen und entsprechend auswerten. Voraussetzung ist jedoch eine exakte Synchronisation zwischen Generator und Analysator, da Phasenfehler sonst die Aussage verfälschen.

In der praktischen Audiotechnik dominiert weiterhin die skalare IMD-Angabe, da sie normativ etabliert und für Vergleichszwecke ausreichend ist. Für wissenschaftliche Detailanalysen und für die Untersuchung feinsten nichtlinearer Wechselwirkungen bietet die vektorielle Methode jedoch einen erweiterten Informationsgehalt.

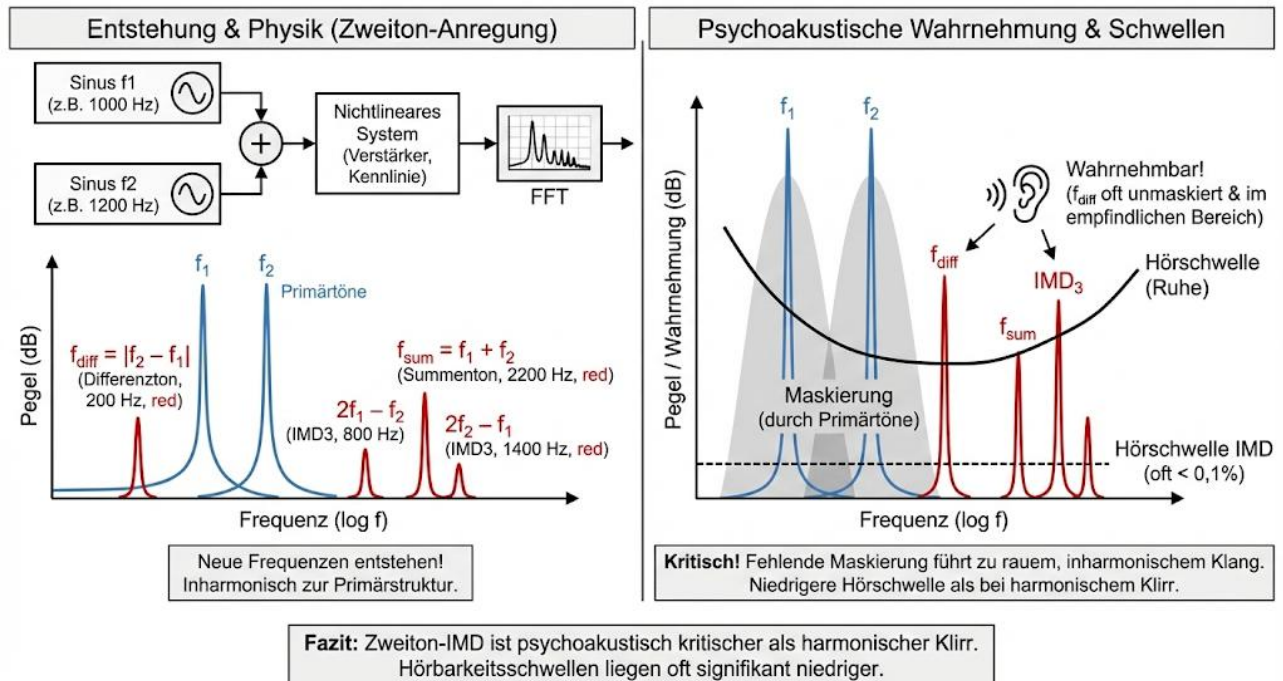
4.5 Wahrnehmbarkeit von Klirrschwellen bei Zweitönen

Die Untersuchung der Hörbarkeit nichtlinearer Verzerrungen bei Zweitonanregung nimmt innerhalb der psychoakustischen Verzerrungsforschung eine besondere Stellung ein. Während harmonische Verzerrungen bei Einzeltönen ausschließlich ganzzahlige Vielfache der Grundfrequenz erzeugen, entstehen bei gleichzeitiger Anregung mit zwei Sinustönen zusätzliche spektrale Komponenten, die nicht mehr harmonisch zur ursprünglichen Tonstruktur stehen. Diese Intermodulationsprodukte besitzen daher eine deutlich höhere psychoakustische Relevanz, da sie vom auditorischen System weniger effektiv maskiert werden können und häufig in spektralen Bereichen liegen, die im Originalsignal keine Energie aufweisen.

Wird ein System simultan mit zwei Sinustönen der Frequenzen f_1 und f_2 angeregt, so entstehen infolge nichtlinearer Übertragungskennlinien Summen- und Differenzfrequenzen der Form $f_1 + f_2$ sowie höhere Kombinationsterme wie $2f_1$, $2f_2$, $3f_1$, $3f_2$, $f_1 + 2f_2$ oder $2f_1 + f_2$. Besonders relevant sind dabei die Differenzprodukte niedriger Ordnung, da sie häufig in tieferen Frequenzbereichen auftreten, in denen das Gehör eine hohe Empfindlichkeit besitzt. Ein klassisches Beispiel ist die Entstehung eines Differenztons bei $f_1 - f_2$, der selbst dann wahrnehmbar sein kann, wenn beide Primärtöne im Hochtonbereich liegen.

Psychoakustisch ist entscheidend, dass diese Intermodulationsprodukte nicht in die natürliche Obertonstruktur eines einzelnen Instruments eingebettet sind. Während harmonische Verzerrungen bei Einzeltönen teilweise durch spektrale Ähnlichkeit maskiert werden, erscheinen Zweitön-Differenzprodukte als fremde, zusätzliche Tonereignisse. Sie können tonale Rauigkeit, Schwebungseffekte oder inharmonische

Klangverfärbungen erzeugen. Insbesondere Differenzfrequenzen im Bereich unterhalb von etwa 1 kHz werden sehr sensitiv detektiert, da sie in einen Frequenzbereich fallen, in dem das Gehör eine hohe Frequenzauflösung besitzt.



Die Hörbarkeitsschwellen solcher Intermodulationsverzerrungen liegen daher signifikant niedriger als bei rein harmonischem Klirr. Bereits geringe nichtlineare Anteile können wahrnehmbar sein, insbesondere wenn die Pegel der Primärtöne hoch und ihre Frequenzabstände relativ klein sind. In Laboruntersuchungen zeigt sich, dass Differenzprodukte niedriger Ordnung bereits bei Verzerrungsgraden unterhalb von 0,1 % detektiert werden können, sofern sie nicht durch andere Signalanteile maskiert sind.

Ein weiterer Einflussfaktor ist das Pegelverhältnis der beiden Primärtöne. Asymmetrische Pegelverteilungen führen zu einer ungleichmäßigen Gewichtung der entstehenden Intermodulationsprodukte. Häufig dominiert dabei das Produkt, da es energetisch stärker ausgeprägt ist. Psychoakustisch kann dies zu einer Verschiebung der wahrgenommenen Klangbalance führen, selbst wenn die Gesamtverzerrung messtechnisch gering erscheint.

Auch der Frequenzabstand der Primärtöne beeinflusst die Wahrnehmbarkeit. Eng benachbarte Töne erzeugen Intermodulationsprodukte, die innerhalb kritischer Bänder liegen und durch Maskierung teilweise verdeckt werden können. Größere

Frequenzabstände führen hingegen zu Differenzfrequenzen außerhalb der Maskierungsbereiche, wodurch sie deutlicher hervortreten. Dies ist insbesondere bei Mehrton- und Musiksignalen relevant, in denen breitbandige Spektren vorliegen.

Zusätzlich ist zu berücksichtigen, dass das menschliche Gehör selbst nichtlinear arbeitet und interne Kombinationstöne erzeugt. Externe Intermodulationsverzerrungen überlagern sich somit mit physiologischen Differenztonprodukten. Diese Überlagerung kann die Wahrnehmung verstärken oder – bei spektraler Übereinstimmung – teilweise maskieren. Die resultierende Hörbarkeit ergibt sich somit aus der Kaskadierung technischer und biologischer Nichtlinearitäten.

Zusammenfassend weisen Zweiton-Verzerrungen eine besonders hohe psychoakustische Relevanz auf, da ihre Intermodulationsprodukte inharmonisch zum Ursprungssignal sind und häufig in spektral unmaskierten Bereichen liegen. Ihre Hörbarkeitsschwellen liegen deutlich unter denen harmonischer Einzeltontests. Für die Bewertung audioteknischer Systeme besitzen Zweiton-Messverfahren daher eine hohe praktische Aussagekraft, insbesondere im Hinblick auf die Beurteilung komplexer Musiksignale, bei denen simultane Mehrfrequenzanregungen den Regelfall darstellen.

5. Dynamische Verzerrungen (TIM & DIM)

Neben stationären Nichtlinearitäten der Übertragungskennlinie existiert eine zweite Klasse von Verzerrungsmechanismen, deren Ursache in zeitabhängigen Begrenzungen des Verstärkers liegt. Während harmonische und klassische Intermodulationsverzerrungen aus amplitudenabhängiger Kennlinienkrümmung resultieren, entstehen dynamische Verzerrungen aus der endlichen Geschwindigkeit, mit der ein System auf Signaländerungen reagieren kann. Entscheidend ist hier nicht primär die statische Übertragungscharakteristik, sondern das Zusammenspiel von Bandbreite, internen Zeitkonstanten, Stromlieferfähigkeit und Gegenkopplungsdynamik.

Dynamische Verzerrungen treten insbesondere bei schnellen Transienten, hochfrequenten Signalanteilen großer Amplitude oder komplexen Mehrtonsignalen auf. Sie bleiben bei klassischen Einzelton-THD-Messungen häufig unauffällig, können jedoch unter realen Musikbedingungen signifikant werden. Zwei zentrale Konzepte zur Beschreibung dieser Effekte sind die Slew-Rate-Limitierung und die daraus resultierende Einschränkung der Großsignalbandbreite.

5.1 Slew-Rate-Limitierung und Großsignalbandbreite

Die Slew-Rate beschreibt die maximal mögliche zeitliche Änderungsrate der Ausgangsspannung eines Verstärkers. Sie ist definiert als der größte erreichbare Wert der ersten Ableitung der Ausgangsspannung nach der Zeit. Ein Verstärker kann ein Signal nur dann unverzerrt übertragen, wenn seine maximale Spannungsänderung pro Zeiteinheit größer oder gleich der im Signal geforderten Änderungsrate ist. Für ein sinusförmiges Signal mit Scheitelwert $\hat{U}$ und Frequenz f ergibt sich die maximale zeitliche Steigung zu

$$\left(\frac{du}{dt}\right)_{\max} = 2\pi f \hat{U}.$$

Daraus folgt unmittelbar die notwendige Bedingung für verzerrungsfreie Großsignalanregung:

$$SR \geq 2\pi f \hat{U}.$$

Wird diese Bedingung verletzt, kann das Ausgangssignal der idealen sinusförmigen Steigung nicht mehr folgen. Stattdessen begrenzt der Verstärker die Spannungsänderung auf seine maximale Slew-Rate. Im Zeitbereich entsteht eine charakteristische Verzerrung: Die Signalfanken werden zu nahezu linearen Rampen mit

konstanter Steigung. Der sinusförmige Verlauf wird im Bereich maximaler Steigung abgeschnitten, ohne dass eine klassische Amplitudenbegrenzung vorliegt. Diese Form der Verzerrung unterscheidet sich grundlegend vom Clipping. Während Clipping durch Spannungs- oder Stromgrenzen in der Amplitude entsteht, handelt es sich bei der Slew-Rate-Limitierung um eine Begrenzung der ersten zeitlichen Ableitung. Das System bleibt formal innerhalb seiner Spannungsgrenzen, kann jedoch nicht schnell genug reagieren. Spektral führt diese nichtlineare Zeitverzerrung zu breitbandigen Intermodulationsprodukten, insbesondere bei Mehrtonsignalen.

Die physikalische Ursache der Slew-Rate-Limitierung liegt in der endlichen Stromlieferfähigkeit der internen Verstärkerstufen in Kombination mit kapazitiven Lasten. In Spannungsverstärkerstufen mit dominanter Miller-Kapazität bestimmt der verfügbare Umladestrom die maximale Änderungsrate:

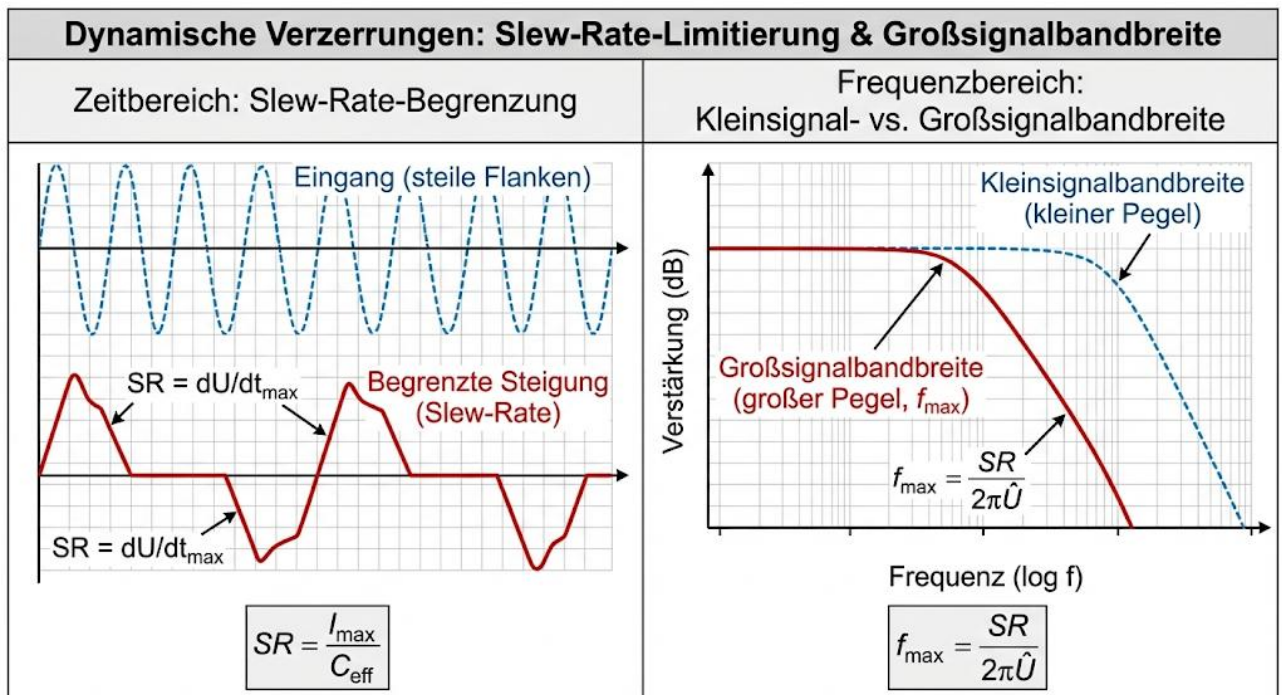
$$SR = \frac{I_{\max}}{C_{\text{eff}}}.$$

Hierbei ist $I_{\max}$ der maximal verfügbare Strom der Treiberstufe und C_{eff} die effektive interne Kapazität, die umgeladen werden muss. Diese Beziehung zeigt, dass die Slew-Rate primär durch Stromreserve und Kapazitätsmanagement bestimmt wird – nicht durch die lineare Verstärkung oder den statischen Klirrfaktor.

Ein entscheidender praktischer Zusammenhang ergibt sich zur Großsignalbandbreite. Während die Kleinsignalbandbreite aus der linearen Übertragungsfunktion bestimmt wird, beschreibt die Großsignalbandbreite den Frequenzbereich, innerhalb dessen ein Signal mit gegebener Amplitude ohne Slew-Rate-Verzerrung übertragen werden kann. Aus der oben genannten Bedingung folgt für die maximal verzerrungsfreie Frequenz:

$$f_{\max} = \frac{SR}{2\pi\hat{U}}.$$

Diese Beziehung verdeutlicht, dass die nutzbare Bandbreite mit zunehmender Signalamplitude sinkt. Ein Verstärker kann somit bei kleinen Pegeln eine sehr hohe Bandbreite besitzen, bei großen Aussteuerungen jedoch deutlich eingeschränkt sein. Die Großsignalbandbreite ist daher ein realistischeres Maß für die Leistungsfähigkeit eines Verstärkers unter praxisnahen Bedingungen.



In komplexen Musiksignalen entstehen hohe zeitliche Steigungen nicht nur durch hochfrequente Sinusanteile, sondern auch durch Transienten mit steilen Flanken. Ein kurzer Impuls enthält im Zeitbereich hohe Ableitungen, selbst wenn sein Energiespektrum überwiegend im mittleren Frequenzbereich liegt. Ein Verstärker mit unzureichender Slew-Rate reagiert auf solche Transienten mit einer Formverzerrung, die als Unschärfe, Härte oder reduzierte Impulstreue wahrgenommen werden kann.

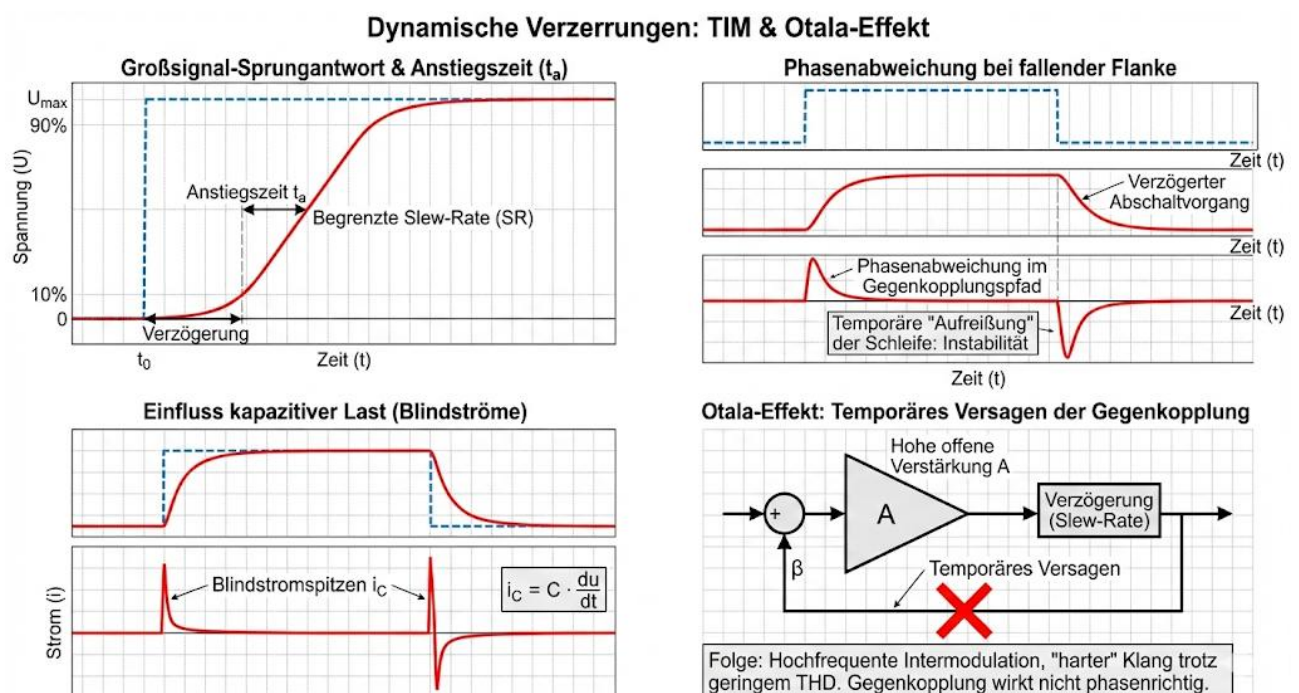
Besonders kritisch ist das Zusammenspiel mit Gegenkopplung. Bei stark gegengekoppelten Systemen kann die offene Schleifenverstärkung im Hochtonbereich reduziert sein. Tritt Slew-Rate-Limitierung auf, verliert die Gegenkopplung ihre linearisierende Wirkung, da das System nicht mehr proportional reagiert. Dadurch entstehen nicht nur harmonische Verzerrungen, sondern komplexe Intermodulationsprodukte, die in klassischen THD-Messungen bei Einzeltonanregung kaum sichtbar werden.

5.2 Transient Intermodulation (TIM) und der Ota-Effekt

Transient Intermodulation (TIM) bezeichnet eine besondere Form nichtlinearer Verzerrung, die nicht primär aus stationärer Kennlinienkrümmung entsteht, sondern aus einem zeitlichen Versagen des Gegenkopplungsregelkreises bei steilflankigen Signalanteilen. Während klassische Klirrfaktormessungen mit Sinusanregung das

quasistatische Verhalten eines Verstärkers erfassen, tritt TIM unter dynamischen Bedingungen auf, insbesondere bei schnellen Impulsen mit hoher Anstiegsgeschwindigkeit du/dt . Die Ursache liegt in der begrenzten Großsignalgeschwindigkeit der internen Verstärkerstufen bei gleichzeitig hoher globaler Gegenkopplung.

Der finnische Professor Matti Ojala analysierte in den frühen 1970er-Jahren systematisch, warum viele frühe Transistorverstärker trotz extrem niedriger THD-Werte subjektiv als „stumpf“ oder „hart“ empfunden wurden. Röhrenverstärker wiesen messtechnisch oft höhere Klirrwerte auf, erzeugten jedoch weniger der als unangenehm empfundenen Artefakte. Ojala zeigte, dass die Sinus-Klirmessung nicht ausreichend ist, um dynamische Nichtlinearitäten zu erfassen. Entscheidend ist nicht nur die statische Verzerrung, sondern die Fähigkeit des Regelkreises, schnellen Signaländerungen phasenrichtig zu folgen.



In stark gegengekoppelten Transistorverstärkern wird die offene Verstärkung bewusst sehr hoch gewählt, um den Klirrfaktor nach der bekannten Beziehung $D_{cl} = D/(1 + A\beta)$ drastisch zu reduzieren. Dieses Prinzip funktioniert hervorragend bei stationären oder langsam veränderlichen Signalen. Problematisch wird es jedoch, wenn das Eingangssignal sehr steile Flanken enthält – etwa bei perkussiven Transienten, digitalen

Impulsen oder hochfrequenten Signalanteilen mit großer Amplitude. In diesem Fall kann die interne Signalverarbeitungsgeschwindigkeit der Treiber- und Endstufen nicht mit der geforderten Änderungsrate Schritt halten.

Das Kernproblem besteht darin, dass die Gegenkopplung nur dann korrekt wirkt, wenn das Ausgangssignal phasenrichtig und proportional zum Eingangssignal ist. Ist die Endstufe aufgrund begrenzter Umladefähigkeit von Kapazitäten oder begrenzter Stromtreiberleistung verzögert, entsteht für einen kurzen Zeitraum eine Phasenabweichung innerhalb des Regelkreises. Der invertierende Eingang erhält ein Rückkopplungssignal, das nicht mehr die tatsächliche Ausgangslage repräsentiert. Für diesen kurzen Moment ist die Bedingung der stabilen Gegenkopplung verletzt.

Mathematisch betrachtet lässt sich der geschlossene Verstärker als dynamisches System mit einer endlichen Bandbreite der offenen Schleife beschreiben:

$$A_{cl}(j\omega) = \frac{A(j\omega)}{1 + A(j\omega)\beta}$$

Sobald die Slew-Rate-Grenze erreicht ist, ist das System nicht mehr linear zeitinvariant. Die effektive offene Verstärkung $A(j\omega)$ sinkt transient, da die internen Stufen in Sättigungsnähe geraten oder Umladevorgänge dominieren. Dadurch wird die Schleifenverstärkung $A\beta$ kurzfristig stark reduziert. Der Verstärker arbeitet in diesem Moment näher an seiner Leerlaufverstärkung als an der gegengekoppelten Verstärkung. Das Resultat ist eine hochfrequente, nicht harmonische Verzerrung – transienter Intermodulationsklirr.

Besonders kritisch ist das Zusammenspiel von Treiber- und Endstufe. Wenn die Endtransistoren oder MOSFETs langsamer reagieren als die vorgelagerten Stufen, kann das Ausgangssignal der Sollvorgabe nicht folgen. In der steigenden Flanke erreicht das Eingangssignal bereits nahezu seinen Endwert, während die Ausgangsstufe noch deutlich darunter liegt.

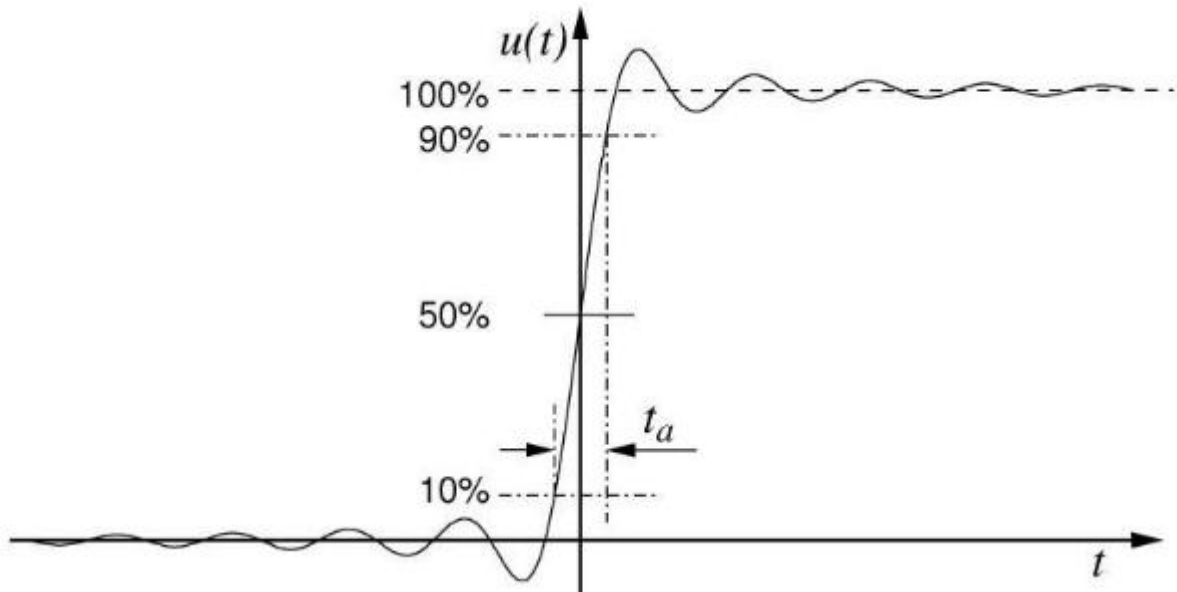


Abbildung: Großsignal-Sprungantwort mit markierter Anstiegszeit t_a . Verzögerung zwischen Eingang und Ausgang bei begrenzter Slew-Rate.

In der fallenden Flanke verschärft sich das Problem, da das Ausräumverhalten von Leistungshalbleitern aufgrund gespeicherter Ladungsträger oft langsamer ist als der Einschaltvorgang.

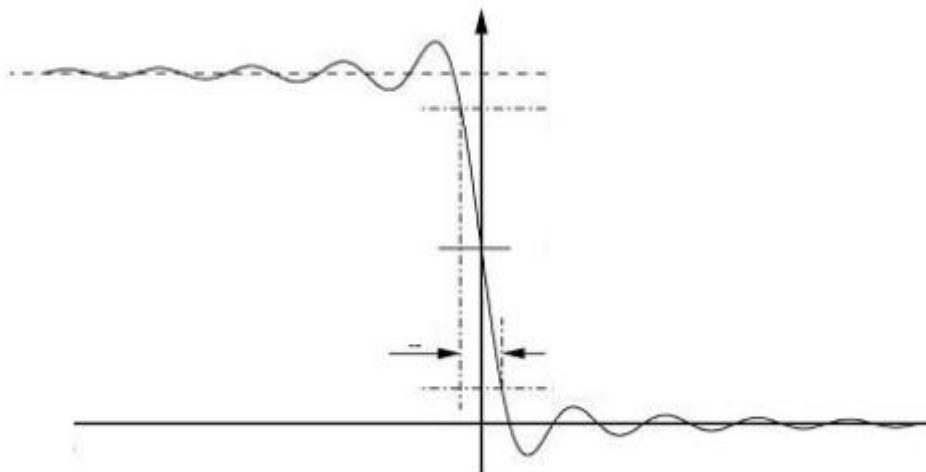


Abbildung: Verzögerter Abschaltvorgang der Ausgangsstufe. Phasenabweichung im Gegenkopplungspfad während der fallenden Flanke.

Für kurze Zeit herrscht somit eine falsche Phasenlage im Regelkreis. Das System befindet sich außerhalb der stabilen Gegenkopplungsbedingung.

Diese temporäre „Aufreißung“ der Schleife führt dazu, dass die Vorstufen für einen sehr kurzen Zeitraum mit nahezu ungedämpfter Verstärkung arbeiten. Obwohl dieser Zeitraum im Nanosekunden- oder Mikrosekundenbereich liegt, entstehen spektral breitbandige Produkte, da steile Flanken im Frequenzbereich hohe Spektralanteile enthalten. Diese Produkte sind nicht harmonisch strukturiert, sondern erscheinen als Intermodulationsartefakte zwischen Transienten und vorhandenen Signalanteilen.

Ein weiterer relevanter Mechanismus betrifft komplexe Lasten. Ausgangsstufen sind häufig als Emitterfolger oder Sourcefolger ausgeführt. Bei kapazitiver Last – etwa durch Kabelkapazität oder Filterstufen – entstehen zusätzliche Blindströme:

$$i_c = C \cdot \frac{du}{dt}$$

Je steiler die Flanke, desto größer der Umladestrom. Diese Stromspitzen belasten die Ausgangsstufe erheblich. Kann der Treiber diese Ströme nicht ausreichend liefern, entsteht eine zeitliche Verzögerung, die wiederum die Phasenlage im Regelkreis verschiebt. Somit ist TIM nicht nur eine Frage der offenen Verstärkung, sondern ebenso der Stromlieferfähigkeit und der internen Umladegeschwindigkeit.

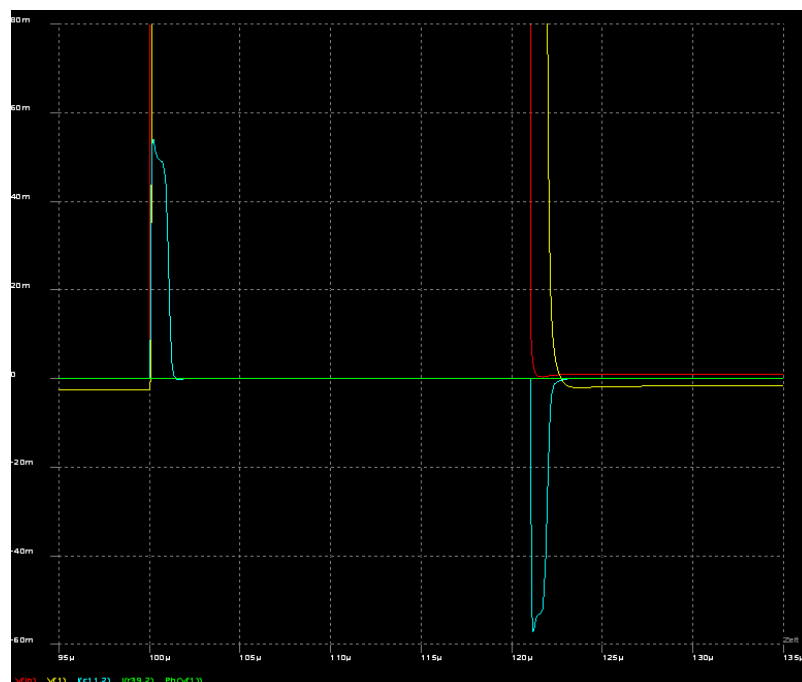


Abbildung: Simulation einer kapazitiven Last. Spannungsverlauf (Ein- und Ausgang) sowie Blindstromspitzen $i_c = C \cdot du/dt$.

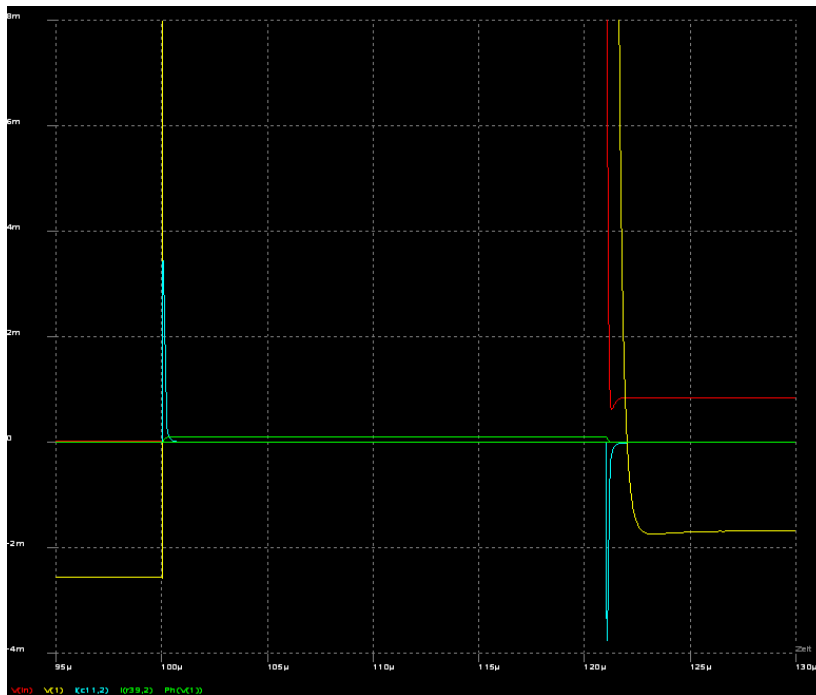


Abbildung: Vergrößerte Darstellung der kapazitiven Stromspitzen im Nanosekundenbereich.

Historisch waren viele frühe Operationsverstärker für allgemeine Anwendungen konzipiert und besaßen zwar hohe DC-Verstärkung, jedoch begrenzte Slew-Rates und geringe Ausgangsstromfähigkeit. In Audioanwendungen mit komplexen Lasten konnten dadurch dynamische Intermodulationsartefakte entstehen. Moderne Audio-Operationsverstärker verwenden optimierte Halbleiterstrukturen, oft mit FET-Eingängen und verbesserten Treiberstufen, um hohe Slew-Rates und stabile Phasenreserve sicherzustellen. Dennoch bleibt die Systemarchitektur entscheidend. Nicht jede hohe Slew-Rate garantiert TIM-Freiheit; maßgeblich ist das Zusammenspiel aller Stufen einschließlich der Last.

Wesentlich ist auch die Struktur der Gegenkopplung. Eine reine Über-Alles-Gegenkopplung mit extrem hoher offener Verstärkung kann stationär hervorragende THD-Werte liefern, reagiert jedoch empfindlicher auf dynamische Phasenverschiebungen. Konzepte mit geeigneter lokaler Gegenkopplung, ausreichend schneller Treiberdimensionierung und hoher Stromreserve sind deutlich robuster gegenüber transienten Anforderungen.

TIM ist somit keine mystische Klangerscheinung, sondern ein klar physikalisch erklärbares Phänomen: eine dynamische Nichtlinearität infolge unzureichender Großsignalgeschwindigkeit in einem stark gegengekoppelten System. Während

harmonische Verzerrungen aus Kennlinienkrümmung entstehen, resultiert TIM aus zeitlichen Inkonsistenzen im Regelkreis. Die praktische Vermeidung erfordert:

- hohe Slew-Rate
- ausreichend große Phasenreserve
- schnelle Treiberstufen
- geringe Ladungsspeicherung in Leistungshalbleitern
- stabile Auslegung für komplexe Lasten

Moderne Halbleitertechnologie ermöglicht heute Verstärker, bei denen TIM messtechnisch praktisch nicht mehr nachweisbar ist. Dennoch bleibt die Systemauslegung entscheidend. Besonders bei komplexer Last oder unzureichend dimensionierten Ausgangsstufen kann das Phänomen weiterhin auftreten.

5.3 Dynamic Intermodulation (DIM): Messsignale DIM30/DIM100

Dynamic Intermodulation (DIM) ist ein Messverfahren zur Erfassung dynamischer Nichtlinearitäten, die nicht aus statischer Kennlinienkrümmung, sondern aus zeitabhängigen Begrenzungen der Signalverarbeitung resultieren. Während klassische THD- und IMD-Messungen überwiegend stationäre Effekte bei sinusförmiger Anregung quantifizieren, adressiert DIM gezielt das Verhalten eines Verstärkers unter gleichzeitiger Großsignalaussteuerung und hoher Flankensteilheit. Damit wird ein Betriebszustand untersucht, der realen Musiksignalen deutlich näherkommt als der reine Einzeltonbetrieb.

Das DIM-Prinzip beruht auf der Überlagerung eines hochfrequenten Sinustons mit einem niederfrequenten, bandbegrenzten Rechtecksignal definierter Flankensteilheit. Der Hochfrequenzanteil – typischerweise im Bereich 15 kHz bis 20 kHz – fungiert als empfindlicher spektraler Träger, dessen Reinheit im Spektrum analysiert wird. Das Rechtecksignal erzeugt durch seine steilen Übergänge hohe momentane Spannungsänderungen und zwingt den Verstärker in einen Zustand maximaler zeitlicher Beanspruchung. Entscheidend ist hierbei nicht die Frequenz allein, sondern die maximale Änderungsrate des Signals. Rechteckflanken enthalten aufgrund ihrer spektralen Zusammensetzung erhebliche Hochfrequenzanteile, selbst wenn ihre Grundfrequenz niedrig ist. Dadurch wird die interne Umladegeschwindigkeit der Verstärkerstufen unmittelbar getestet.

Solange der Verstärker innerhalb seiner Großsignalbandbreite arbeitet und ausreichende Slew-Rate sowie Stromreserve besitzt, bleibt der Hochfrequenzton spektral sauber. Wird

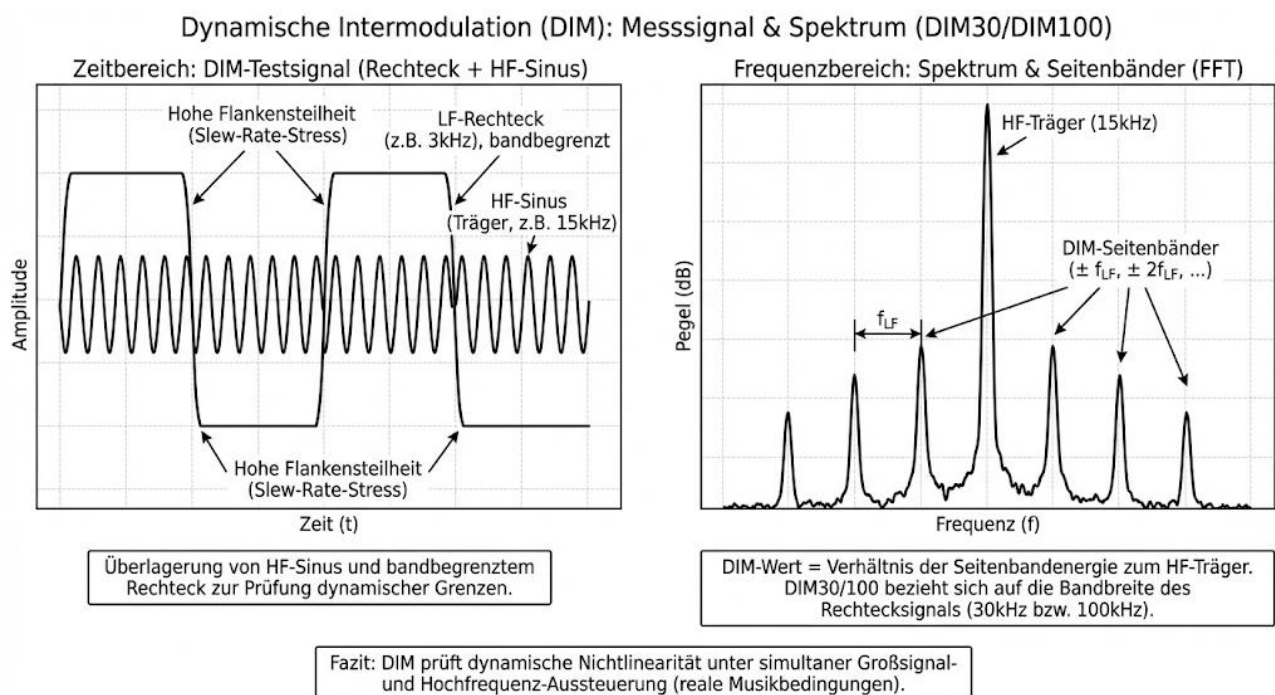
jedoch die interne Umladefähigkeit der kapazitiven Knoten oder die Stromlieferfähigkeit der Treiberstufe erreicht, kann die Ausgangsspannung der idealen Signalform nicht mehr folgen. Anders als beim statischen Clipping tritt hier keine unmittelbare Amplitudenbegrenzung auf, sondern eine zeitliche Verzögerung oder Flankenverformung. Diese zeitliche Nichtlinearität bewirkt, dass der Hochfrequenzträger während der Rechteckflanken moduliert wird. Im Frequenzbereich erscheinen Seitenbänder um die Hochfrequenzkomponente sowie weitere Intermodulationsprodukte im Abstand der Rechteckgrundfrequenz.

Die Bezeichnungen DIM30 und DIM100 beziehen sich auf die spektrale Begrenzung des impulsartigen Anteils. Bei DIM30 ist das Rechtecksignal so bandlimitiert, dass seine relevanten Oberwellenanteile bis etwa 30 kHz reichen. Dieses Verfahren prüft primär die dynamische Linearität innerhalb und knapp oberhalb des Audiobandes. DIM100 erweitert die spektrale Anforderung bis etwa 100 kHz und beansprucht damit gezielt die Hochfrequenzreserven des Verstärkers, insbesondere in einem Bereich, in dem die offene Schleifenverstärkung bereits stark abgefallen ist. Die Unterscheidung ist technisch bedeutsam: Während DIM30 praxisnahe Audiobedingungen abbildet, legt DIM100 Schwächen in der Hochfrequenzkompensation, Phasenreserve und internen Transitfrequenz offen.

Im Gegensatz zu klassischer IMD, bei der zwei Sinustöne über eine nichtlineare Kennlinie gemischt werden, entsteht die DIM-Verzerrung primär aus der momentanen Reduktion der wirksamen Gegenkopplung. In stark gegengekoppelten Verstärkern sinkt die Schleifenverstärkung mit zunehmender Frequenz. Treffen nun schnelle Flanken auf das System, kann der Regelkreis für kurze Zeit nicht proportional reagieren. Die effektive Gegenkopplung bricht transient ein, wodurch der Verstärker näher an seiner offenen Verstärkung arbeitet. Diese kurzzeitige Inkonsistenz führt zu Intermodulationsprodukten, die in stationären THD-Messungen bei 1 kHz oft nicht sichtbar sind.

Besonders kritisch ist das Zusammenspiel mit komplexen Lasten. Kapazitive Belastungen erhöhen die erforderlichen Umladeströme während der Flanken erheblich. Reicht die Stromreserve der Ausgangsstufe nicht aus, entstehen zusätzliche Verzögerungen, die unmittelbar die Seitenbandbildung verstärken. Zwei Verstärker mit identischem statischem Klirrfaktor können sich unter DIM-Bedingungen deutlich unterscheiden, wenn ihre Treiber- und Ausgangsstufen unterschiedlich dimensioniert sind oder ihre Phasenreserve unterschiedlich ausgelegt ist.

Messtechnisch erfordert DIM eine äußerst saubere Signalerzeugung und hohe spektrale Auflösung. Der Hochfrequenzsinus muss extrem geringe Eigenverzerrung aufweisen, da ansonsten Generatorartefakte die Auswertung verfälschen. Die Rechteckflanken müssen definiert bandbegrenzt sein, um reproduzierbare Anforderungen zu gewährleisten. Die Auswertung erfolgt spektral, typischerweise mittels FFT, wobei die Energie der Seitenbänder relativ zum Hochfrequenzträger bestimmt wird. Die Integrationsbandbreite ist zwingend zu spezifizieren, da insbesondere bei DIM100 Anteile oberhalb des Hörbereichs auftreten können, die technisch relevant sind, psychoakustisch jedoch nur indirekt wirken.



Technisch betrachtet ist DIM ein Prüfstein für die dynamische Stabilität eines Verstärkers. Hohe Slew-Rate allein genügt nicht; ebenso entscheidend sind Stromreserve, interne Kompensationsstrategie, Phasenreserve nahe der Unity-Gain-Frequenz und die Interaktion mit realen Lasten. Ein Verstärker, der unter DIM30 und DIM100 minimale Seitenbandbildung zeigt, verfügt über ausreichend schnelle Treiberstufen, stabile Gegenkopplung und robuste Hochfrequenzdimensionierung. Geräte, die lediglich im stationären Sinusbetrieb exzellente THD-Werte liefern, können unter DIM-Bedingungen hingegen deutliche Intermodulationsartefakte offenbaren. DIM ist damit kein Ersatz für klassische Verzerrungsmessungen, sondern eine notwendige Ergänzung zur Beurteilung zeitabhängiger Nichtlinearitäten. Für die Analyse moderner Hochleistungsverstärker mit

großer Bandbreite und komplexen Lastanforderungen stellt dieses Verfahren ein zentrales Instrument dar, um reale Transientenverarbeitung und Regelkreisstabilität unter anspruchsvollen Bedingungen sichtbar zu machen.

5.4 Strategien zur Vermeidung dynamischer Nichtlinearitäten

Die Vermeidung dynamischer Nichtlinearitäten erfordert eine systemische Betrachtung des Verstärkers als zeitkontinuierlichen, frequenzabhängigen Regelkreis unter Großsignalbedingungen. Während statische Verzerrungen primär durch Kennlinienkrümmung bestimmt werden, entstehen TIM- und DIM-Artefakte aus der Kombination begrenzter Umladegeschwindigkeit, endlicher Schleifenverstärkung bei hohen Frequenzen, unzureichender Stromreserve sowie komplexer Lastinteraktion. Die Gegenmaßnahmen müssen daher an mehreren Ebenen gleichzeitig ansetzen: Halbleiterphysik, Stufentopologie, Kompensationsstrategie, Stromversorgung und Lastentkopplung.

Die fundamentale Voraussetzung ist eine ausreichend hohe Slew-Rate mit signifikanter Sicherheitsreserve. Entscheidend ist dabei nicht nur die Einhaltung der theoretischen Mindestbedingung für sinusförmige Anregung, sondern die Berücksichtigung realer transienter Signalanteile mit hoher Änderungsrate. Da die Slew-Rate physikalisch durch das Verhältnis aus maximal verfügbarem Umladestrom und effektiver interner Kapazität bestimmt wird,

$$SR = \frac{I_{\max}}{C_{\text{eff}}},$$

folgt unmittelbar: Entweder muss der verfügbare Strom erhöht oder die effektive Kompensationskapazität reduziert werden. Beide Maßnahmen sind jedoch nur in kontrollierter Kombination sinnvoll, da eine Reduktion der Kompensation ohne ausreichende Phasenreserve zu Instabilität führen kann. Die Auslegung erfordert daher eine gezielte Balance zwischen Geschwindigkeit und Stabilität.

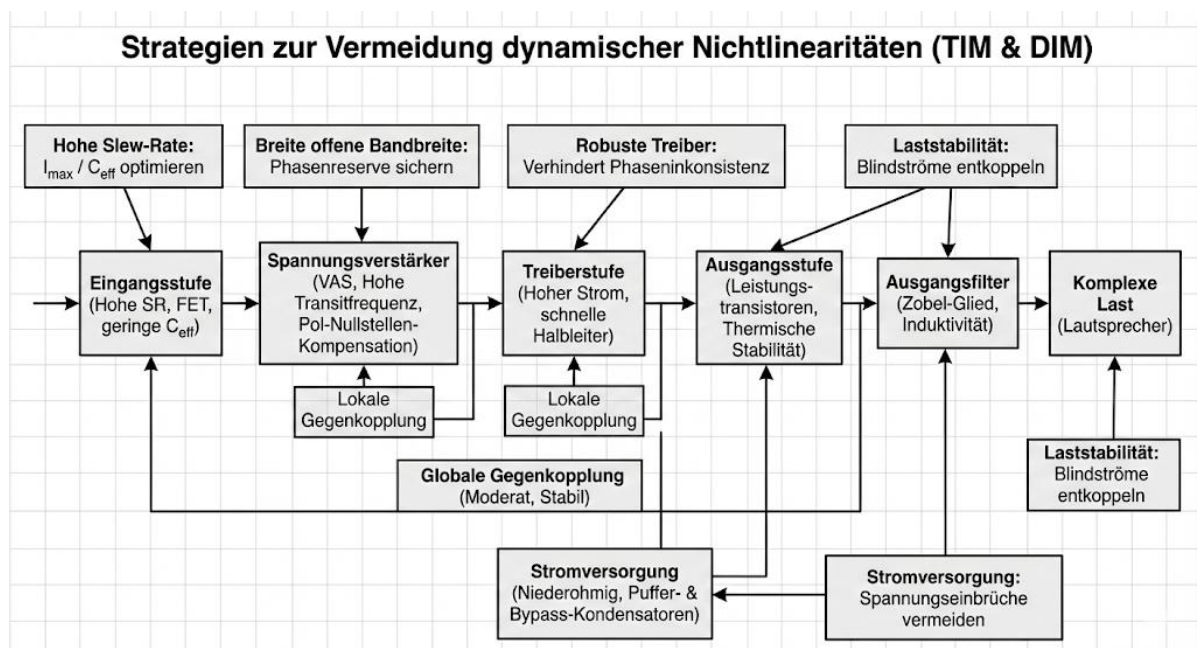
Ein zentrales Element ist die Optimierung der offenen Schleifenbandbreite. Dynamische Verzerrungen entstehen bevorzugt in Frequenzbereichen, in denen die Schleifenverstärkung bereits deutlich abgefallen ist. Die Gegenkopplung verliert dort ihre linearisierende Wirkung. Eine hohe Transitfrequenz der Verstärkerstufen sowie eine sorgfältige Pol-Nullstellen-Kompensation erhöhen die effektive Frequenz, bis zu der signifikante Schleifenverstärkung vorhanden ist. Praktisch bedeutet dies, dass die

dominante Polfrequenz ausreichend niedrig und die höheren Pole weit oberhalb des Audiobandes liegen müssen, um eine stabile, breitbandige Rückkopplung sicherzustellen.

Von entscheidender Bedeutung ist die Treiber- und Ausgangsstufendimensionierung. Leistungshalbleiter mit hoher Gate- oder Basisladung können bei schnellen Flanken erhebliche Umladeströme erfordern. Wird die Treiberstufe zu schwach dimensioniert, entstehen zeitliche Verzögerungen zwischen Vorstufe und Endtransistor. Diese Phaseninkonsistenz innerhalb der Kaskade führt zu momentaner Schleifenentkopplung – dem eigentlichen Mechanismus von TIM. Konsequente Maßnahmen sind daher:

- hohe Treiberstromfähigkeit,
- Minimierung parasitärer Kapazitäten,
- kurze Signalwege mit geringer Induktivität,
- Vermeidung unnötiger Miller-Verstärkung in leistungskritischen Stufen.

Ein weiterer kritischer Aspekt ist die Laststabilität. Kapazitive Lasten erzeugen bei steilen Flanken hohe Blindströme proportional zur zeitlichen Spannungsänderung. Ohne ausreichende Stromreserve führt dies zu Verzögerungen oder Überschwingern. Der Einsatz von Ausgangsinduktivitäten, RC-Zobel-Netzwerken oder aktiver Lastentkopplung stabilisiert das System gegenüber komplexen Impedanzen. Entscheidend ist hierbei, dass die Stabilitätsmaßnahme nicht selbst eine relevante Phasenrotation im Audiobereich verursacht.



Die Struktur der Gegenkopplung beeinflusst die dynamische Robustheit erheblich. Reine Über-Alles-Gegenkopplung mit extrem hoher offener Verstärkung kann zwar stationäre THD-Werte minimieren, reagiert jedoch empfindlicher auf Phasenverschiebungen bei hohen Frequenzen. Eine Kombination aus lokaler Gegenkopplung in einzelnen Stufen und moderater globaler Rückkopplung führt häufig zu stabilerer Dynamik. Lokale Linearisierung reduziert die intrinsische Nichtlinearität jeder Stufe, sodass die globale Schleife weniger korrigierende Arbeit leisten muss und bei transienten Ereignissen nicht in Grenzbereiche gerät. Auch die Stromversorgung spielt eine zentrale Rolle. Dynamische Verzerrungen können durch Versorgungseinbrüche während impulsartiger Belastung verstärkt werden. Eine niedrige Versorgungsspannungsimpedanz, ausreichend dimensionierte Pufferkondensatoren und kurze Strompfade reduzieren Versorgungsschwankungen. Zusätzlich sind schnelle Bypass-Kondensatoren nahe an kritischen Stufen erforderlich, um hochfrequente Stromanforderungen lokal zu decken.

Thermische Stabilität ist ein oft unterschätzter Faktor. Temperaturabhängige Parameter wie Transkonduktanz, Basis-Emitter-Spannung oder MOSFET-Schwellenwert verändern die offene Verstärkung und damit die Schleifencharakteristik. Eine saubere thermische Kopplung und stabile Bias-Regelung verhindern driftbedingte Änderungen der Dynamikreserve unter Dauerlast. Im Hochleistungsbereich ist zudem die Wahl geeigneter Halbleiter entscheidend. Moderne MOSFETs mit geringer Gate-Ladung oder bipolare Transistoren mit hoher Transitfrequenz reduzieren Umladezeiten. FET-Eingangsstufen vermeiden Ladungsspeicherungseffekte, die in bipolaren Differenzstufen unter Großsignalbedingungen auftreten können. Entscheidend ist nicht nur die nominelle Bandbreite des Bauelements, sondern dessen Verhalten unter realer Last und Temperatur.

Schließlich ist eine messtechnische Verifikation unter dynamischen Bedingungen unerlässlich. Neben klassischen THD-Messungen sollten DIM30-, DIM100- und Mehrton-FFT-Analysen durchgeführt werden. Nur wenn das System auch unter transients Anregung geringe Seitenbandbildung zeigt, kann von dynamischer Linearität gesprochen werden. Die reine Angabe eines niedrigen 1-kHz-Klirrfaktors ist hierfür nicht ausreichend.

5.5 Das kombinierte 2-Ton-Testsignal

Die Evaluierung moderner Audioschaltungen erfordert Messverfahren, die über die klassische stationäre Klirrfaktoranalyse hinausgehen, da reine Sinusanregungen primär die statische Nichtlinearität der Übertragungskennlinie erfassen. Zeitabhängige

Verzerrungsmechanismen, die aus Bandbreitenbegrenzung, Slew-Rate-Limitierung oder verzögerter Gegenkopplungsreaktion resultieren, bleiben in solchen Einzeltonmessungen weitgehend verborgen. Zur gezielten Charakterisierung dieser dynamischen Nichtlinearitäten wird ein kombiniertes 2-Ton-Testverfahren eingesetzt, das transienten Signalstress mit spektraler Analysefähigkeit koppelt.

Das Verfahren basiert auf der simultanen Einspeisung zweier orthogonaler Signalformen mit komplementärer messtechnischer Funktion. Ein steilflankiges Rechtecksignal fungiert als Großsignalanregung und belastet unmittelbar die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit dv/dt sowie die effektive Großsignalbandbreite der Verstärkerstufe. Parallel dazu wird eine sinusförmige Hochfrequenzkomponente überlagert, die als spektrales Analysesignal dient. Während das Rechteck die dynamische Grenzreaktion der Schaltung provoziert, ermöglicht der Sinus die präzise Identifikation entstehender Modulationsprodukte im Ausgangsspektrum.

In der praktischen Umsetzung hat sich ein Amplitudenverhältnis von etwa 4:1 zwischen Rechteck- und Sinusanteil etabliert. Diese Gewichtung stellt sicher, dass der Prüfling kontinuierlich in den Bereich maximaler Slew-Rate-Beanspruchung geführt wird, ohne dass der Sinusanteil spektral überdeckt wird. Der Rechteckanteil erzeugt aufgrund seiner steilen Flanken hohe momentane Spannungsgradienten, die interne Verstärkerstufen, Kompensationsnetzwerke und Gegenkopplungsschleifen an ihre zeitlichen Reaktionsgrenzen führen.

Unter ideal linearen Übertragungsbedingungen würde das Ausgangsspektrum ausschließlich die Grundfrequenzen beider Eingangssignale sowie die für das Rechtecksignal charakteristischen ungeradzahligen Harmonischen enthalten. Diese resultieren aus der Fourier-Zerlegung des Rechtecks und sind deterministisch vorhersagbar. Treten jedoch dynamische Nichtlinearitäten auf, entstehen zusätzliche spektrale Mischprodukte, die weder rein harmonischer noch rein intermodulativer Natur im klassischen Sinn sind, sondern direkt aus zeitabhängigen Verstärkungsfehlern resultieren.

Die physikalische Ursache liegt in der begrenzten Reaktionsgeschwindigkeit der Gegenkopplung. Während langsame Signalanteile noch korrekt geregelt werden, können schnelle Flankenänderungen nicht mehr vollständig kompensiert werden. Die momentane Verstärkung wird zeitvariant, wodurch das überlagerte Sinussignal amplitude- und phasenmoduliert wird. Im Frequenzbereich erscheinen daraus resultierende Seitenbänder sowie komplexe Intermodulationsprodukte um die

Sinusgrundfrequenz. Diese Verzerrungen sind direkt mit der Signaltransiente korreliert und besitzen daher eine hohe praxisrelevante Nähe zu realen Musiksignalen.

Messtechnisch wird das Verfahren in standardisierten Varianten eingesetzt, bei denen die Bandbegrenzung des Eingangssignals gezielt variiert wird, um unterschiedliche Belastungsszenarien zu simulieren. Ziel ist es, nachzuweisen, dass die Integrität des sinusförmigen Analysesignals auch unter maximaler transienter Beanspruchung erhalten bleibt und keine störenden Mischprodukte in das Audioband transformiert werden. Die Analyse erfolgt typischerweise spektral mittels FFT oder selektiver Filterauswertung, wobei sowohl Seitenbandabstände als auch Amplitudenrelationen bewertet werden.

Durch die gleichzeitige Anregung im Großsignal- und Kleinsignalregime liefert das kombinierte 2-Ton-Verfahren eine multidimensionale Charakterisierung des Verstärkerverhaltens. Es ermöglicht die Detektion zeitabhängiger Verzerrungsmechanismen, die in stationären Klirrmessungen nicht sichtbar sind, und erlaubt Rückschlüsse auf Bandbreitenreserven, Gegenkopplungsstabilität und Slew-Rate-Dimensionierung. Damit stellt es ein zentrales Werkzeug zur Analyse dynamischer Intermodulationsverzerrungen in hochauflösenden Audioschaltungen dar.

6. Verzerrungen in aktiven Grundsaltungen

Die Analyse nichtlinearer Verzerrungen auf Systemebene – etwa über THD, IMD oder DIM – beschreibt das resultierende Verhalten eines Verstärkers, erklärt jedoch noch nicht vollständig dessen physikalische Ursache. Jede beobachtbare Verzerrung lässt sich letztlich auf elementare Eigenschaften aktiver Bauelemente und deren Grundsaltungen zurückführen. Die globale Linearität eines Audioverstärkers ist das Resultat lokaler Nichtlinearitäten, die durch geeignete Arbeitspunktwahl, Gegenkopplung und Schaltungstopologie kontrolliert werden. Aktive Grundsaltungen wie die Emitterschaltung, der Emitterfolger oder entsprechende FET-Topologien sind die fundamentalen Bausteine nahezu aller analogen Verstärkerarchitekturen. Ihre intrinsischen Kennlinien bestimmen die spektrale Struktur der entstehenden Verzerrungen. Eine präzise Bewertung audioteknischer Qualität erfordert daher die detaillierte Betrachtung dieser Basisschaltungen auf bauelementphysikalischer und differenzieller Ebene. Im Folgenden wird zunächst die Kennliniencharakteristik des Bipolartransistors analysiert und deren Einfluss auf Verzerrungsentstehung in Emitterschaltung und Emitterfolger systematisch untersucht.

6.1 Die Kennlinie des Bipolartransistors (Emitterschaltung/Emitterfolger)

Der Bipolartransistor ist ein ladungsträgergesteuertes Halbleiterbauelement, dessen Verhalten im aktiven Bereich durch die exponentielle Strom-Spannungs-Beziehung des Basis-Emitter-Übergangs bestimmt wird. Die fundamentale Transfercharakteristik lässt sich idealisiert durch

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$$

beschreiben. Entscheidend ist hierbei nicht die absolute Exaktheit der Gleichung, sondern ihre strukturelle Konsequenz: Der Kollektorstrom reagiert exponentiell auf Änderungen der Basis-Emitter-Spannung. Damit ist die Übertragungskennlinie intrinsisch nichtlinear.

Die differentielle Steilheit dieser Kennlinie – die Transkonduktanz – ergibt sich zu

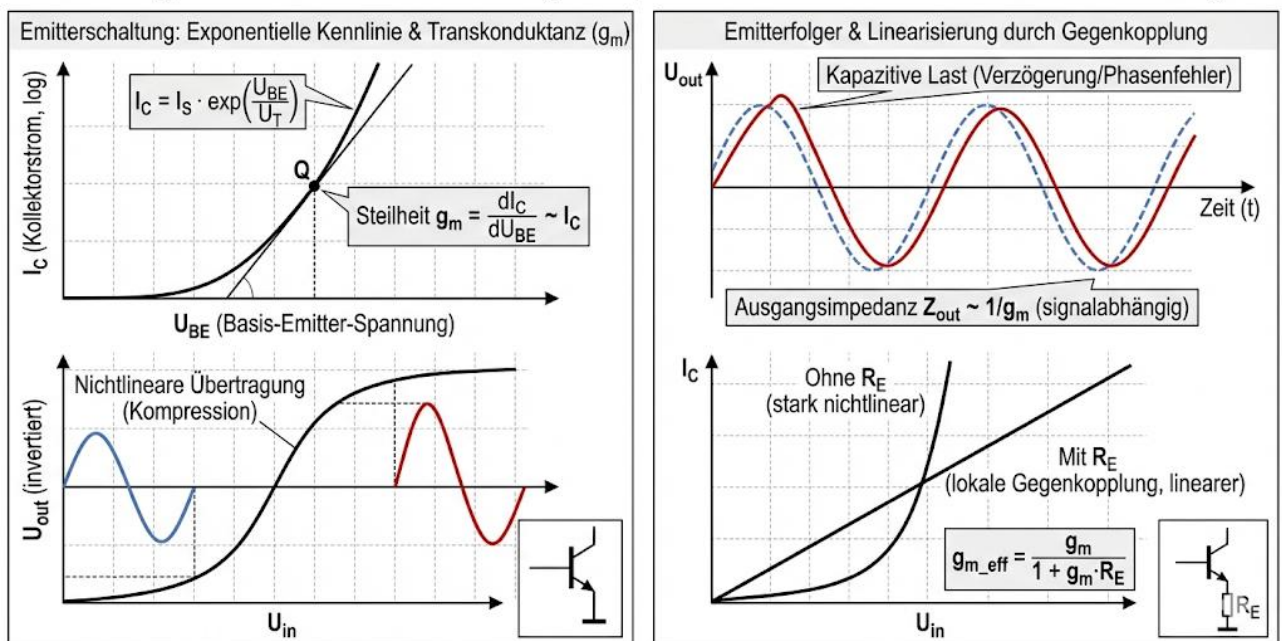
$$g_m = \frac{I_C}{V_T}$$

Die Transkonduktanz ist somit direkt proportional zum Arbeitspunktstrom. Jede momentane Änderung des Kollektorstroms verändert unmittelbar die lokale Verstärkung

der Stufe. Diese Stromabhängigkeit ist die primäre Quelle amplitudenabhängiger Verzerrung in bipolaren Verstärkerschaltungen.

In der Emitterschaltung wird die Eingangsspannung zwischen Basis und Emitter angelegt. Der resultierende Kollektorstrom moduliert die Spannung am Kollektorwiderstand oder an einer aktiven Last. Die Spannungsverstärkung ist näherungsweise proportional zu $g_m \cdot R_C$. Da g_m stromabhängig ist, ergibt sich eine signalabhängige Verstärkung. Für kleine Signalhubbereiche kann die Exponentialfunktion lokal linearisiert werden. Bei zunehmender Aussteuerung wird jedoch ein größerer Abschnitt der Kennlinie durchlaufen, wodurch die Verstärkung innerhalb eines Signalzyklus variiert. Diese Variation führt zu harmonischen Verzerrungen.

Verzerrungen in aktiven Grundschaltungen: Bipolartransistor-Kennlinien & Grundschaltungen



Die Exponentialcharakteristik erzeugt bei symmetrischer Aussteuerung um einen festen Arbeitspunkt primär ungeradzahlige Verzerrungsanteile. Wird der Arbeitspunkt asymmetrisch gewählt oder verschiebt sich dieser unter Last, treten zusätzlich geradzahlige Harmonische auf. Die spektrale Zusammensetzung des Klirrs ist somit direkt mit der Symmetrie der Kennlinienaussteuerung verknüpft.

Eine zentrale Maßnahme zur Reduktion dieser Nichtlinearität ist die Emitterdegeneration durch einen Widerstand R_E . Dieser führt eine lokale Gegenkopplung ein. Die effektive Transkonduktanz reduziert sich auf

$$g_{m,\text{eff}} = \frac{g_m}{1 + g_m R_E}.$$

Physikalisch bedeutet dies, dass ein Teil der strominduzierten Spannungsänderung am Emitter zurückgeführt wird und der Basis-Emitter-Übergang nicht mehr allein die gesamte Signalvariation tragen muss. Die Kennlinie wird dadurch flacher und linearer. Die Verzerrung sinkt erheblich, allerdings auf Kosten der offenen Verstärkung. Die Emitterdegeneration stellt daher einen fundamentalen Kompromiss zwischen Gain und Linearität dar. Neben der exponentiellen Transfercharakteristik beeinflusst die Early-Spannung das Verzerrungsverhalten. Die Abhängigkeit des Kollektorstroms von der Kollektor-Emitter-Spannung führt zu einer endlichen Ausgangsleitfähigkeit. Dadurch wird die Ausgangskennlinie leicht geneigt, anstatt horizontal zu verlaufen. Bei großen Kollektorspannungshüben entsteht eine zusätzliche Amplitudenmodulation des Stroms, was insbesondere bei hohen Lastimpedanzen zu Verzerrungen beiträgt. Kaskodierung reduziert diesen Effekt, indem die Kollektor-Emitter-Spannung weitgehend konstant gehalten wird. Ein weiterer nicht zu vernachlässigender Faktor ist die Ladungsspeicherung in der Basis. Bei hohen Strömen erhöht sich die gespeicherte Minderheitsträgerladung, wodurch sich die effektive Transitzeit des Transistors verändert. Diese Effekte sind nicht nur frequenzabhängig, sondern auch amplitudenabhängig. Unter Großsignalbedingungen entstehen dadurch zusätzliche dynamische Nichtlinearitäten, die bei rein statischer Betrachtung der Kennlinie nicht sichtbar sind.

Der Emitterfolger besitzt eine Spannungsverstärkung nahe Eins, wirkt jedoch als stromstarker Impedanzwandler. Obwohl die Spannungsverstärkung gering ist, bleibt die Basis-Emitter-Kennlinie exponentiell. Die Ausgangsspannung folgt der Eingangsspannung mit einer Offsetspannung V_{BE} , deren Wert stromabhängig ist. Die Ausgangsimpedanz ist näherungsweise

$$R_{\text{out}} \approx \frac{1}{g_m}.$$

Da g_m vom Kollektorstrom abhängt, ist auch die Ausgangsimpedanz signalabhängig. Bei Belastung mit niedrigen oder komplexen Impedanzen führt dies zu amplitudenabhängigen Spannungsabfällen und somit zu Verzerrungen. Besonders

kritisch ist das Verhalten bei kapazitiver Last. Der notwendige Umladestrom steigt proportional zur zeitlichen Spannungsänderung. Reicht die Treiberfähigkeit nicht aus, entstehen zeitliche Verzögerungen zwischen Basis- und Emitterspannung. Diese Phaseninkonsistenz führt zu Intermodulationsprodukten, selbst wenn die statische Kennlinie im Kleinsignalbereich gut linearisiert ist.

Thermische Effekte wirken zusätzlich nichtlinear. Der Kollektorstrom beeinflusst die Chiptemperatur, welche wiederum die Basis-Emitter-Spannung verändert. Diese Rückwirkung erfolgt zeitverzögert und kann zu driftbedingten Verzerrungen oder Bias-Modulation führen, insbesondere in Class-AB-Stufen mit niedriger Ruhestromeinstellung.

Zusammenfassend ist die Verzerrungsstruktur bipolaren Grundsaltungen unmittelbar auf die exponentielle Basis-Emitter-Kennlinie, die stromabhängige Transkonduktanz, die Early-Abhängigkeit, Ladungsspeicherung sowie thermische Kopplung zurückzuführen. Die Emitterschaltung zeigt primär transkonduktanzbedingte Nichtlinearität mit starker Amplitudenabhängigkeit, während der Emitterfolger strom- und lastabhängige Verzerrungskomponenten aufweist.

Die erreichbare Linearität hängt maßgeblich von Arbeitspunktstabilität, lokaler Gegenkopplung, Kaskodierung, Treiberreserve und thermischer Kontrolle ab. Ohne gezielte Linearisierungsmaßnahmen bleibt jede bipolare Grundsaltung inhärent nichtlinear. Die Qualität eines Audioverstärkers ist daher wesentlich davon abhängig, in welchem Maße diese fundamentalen Kennlinieneigenschaften kontrolliert und in einen möglichst großen linearen Betriebsbereich transformiert werden.

6.2 Nichtlinearitäten bei Feldeffekttransistoren (FET)

Feldeffekttransistoren unterscheiden sich grundlegend vom Bipolartransistor hinsichtlich ihrer Steuercharakteristik und ihrer dominanten Nichtlinearitätsmechanismen. Während der Bipolartransistor stromgesteuert arbeitet und seine Nichtlinearität primär aus der exponentiellen Basis-Emitter-Kennlinie resultiert, ist der FET ein spannungsgesteuertes Bauelement, dessen Drainstrom durch das elektrische Feld im Kanal moduliert wird. Die Verzerrungsstruktur von FET-basierten Verstärkerstufen ist daher nicht exponentiell geprägt, sondern durch die nichtlineare Abhängigkeit des Kanalstroms von der Gate-Source-Spannung und der Drain-Source-Spannung.

Für den idealisierten MOSFET im Sättigungsbereich lässt sich der Drainstrom näherungsweise als quadratische Funktion der Gate-Source-Spannung oberhalb der Schwellspannung beschreiben:

$$I_D = \frac{1}{2} k (V_{GS} - V_{th})^2.$$

Bereits diese quadratische Abhängigkeit zeigt, dass die Transferkennlinie intrinsisch nichtlinear ist. Die differentielle Transkonduktanz ergibt sich zu

$$g_m = k(V_{GS} - V_{th}),$$

und ist somit proportional zur effektiven Übersteuerungsspannung. Anders als beim Bipolartransistor, bei dem g_m proportional zum Strom ist, ist die Transkonduktanz beim MOSFET proportional zur Gate-Übersteuerung. Auch hier ist die Verstärkung arbeitspunktabhängig und somit signalabhängig.

Die quadratische Kennlinie erzeugt bei symmetrischer Aussteuerung primär geradzahlige Verzerrungsanteile, insbesondere eine dominante zweite Harmonische. Dies ist eine direkte Konsequenz der mathematischen Struktur der Kennlinie: Eine reine Quadratik enthält keinen kubischen Term erster Ordnung. In realen Bauelementen kommen jedoch weitere Nichtidealitäten hinzu, sodass auch ungeradzahlige Harmonische entstehen.

Ein wesentlicher Unterschied zwischen MOSFET und Bipolartransistor liegt in der fehlenden Basisstromkomponente. Der FET besitzt einen sehr hohen Eingangswiderstand, wodurch die Eingangsstufe praktisch stromlos betrieben werden kann. Dies reduziert Verzerrungen, die aus Stromquelleninteraktion oder Basisstrommodulation entstehen. Gleichzeitig führt die Gate-Kapazität zu frequenzabhängigen Effekten, insbesondere bei großen Signalhüben.

Neben der quadratischen Transfercharakteristik spielt die Kanalmodulation eine bedeutende Rolle. Der Drainstrom ist nicht vollständig unabhängig von der Drain-Source-Spannung. Die effektive Kanallänge verkürzt sich mit steigender Drainspannung, was zu einer Ausgangsleitfähigkeit führt. Der Drainstrom wird damit zusätzlich von der Ausgangsspannung beeinflusst. Diese Early-ähnliche Wirkung erzeugt Verzerrungen bei großen Ausgangsspannungshüben, insbesondere in Common-Source-Schaltungen.

In der Common-Source-Konfiguration – dem FET-Pendant zur Emitterschaltung – wirkt die nichtlineare Transkonduktanz direkt auf die Spannungsverstärkung. Da g_m vom momentanen Arbeitspunkt abhängt, ist die Verstärkung signalabhängig. Für kleine

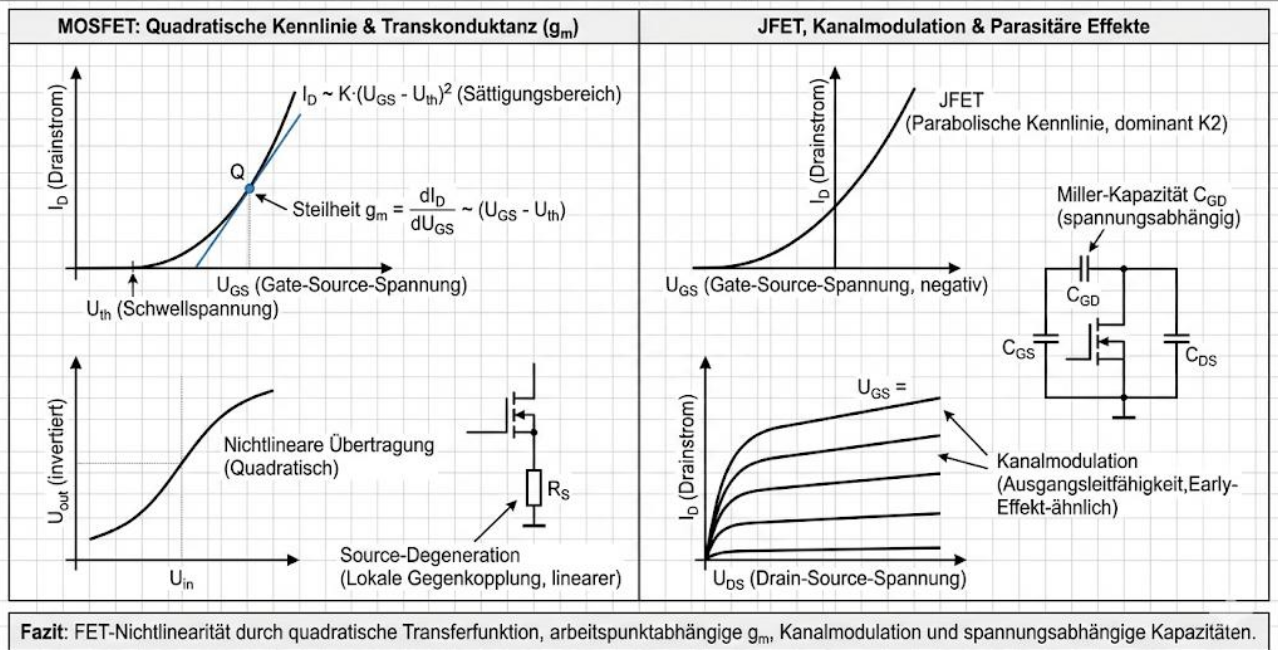
Signale kann eine lokale Linearisation erfolgen, für größere Amplituden führt die Krümmung der Kennlinie jedoch zu harmonischen Verzerrungen.

Eine häufig eingesetzte Maßnahme zur Linearisierung ist die Source-Degeneration, analog zur Emitterdegeneration beim Bipolartransistor. Ein Source-Widerstand erzeugt lokale Gegenkopplung und reduziert die effektive Transkonduktanz. Die resultierende Verstärkung wird stabilisiert, die Kennlinie abgeflacht und der Klirrfaktor reduziert. Allerdings steigt auch hier die erforderliche Eingangsspannung für denselben Ausgangshub. Im Leistungsbereich, insbesondere bei MOSFET-Endstufen, treten zusätzliche Nichtlinearitäten durch parasitäre Kapazitäten auf. Die Gate-Drain-Kapazität (Miller-Kapazität) ist spannungsabhängig und verändert sich mit der Drain-Source-Spannung. Diese nichtlineare Kapazität bewirkt eine amplitudenabhängige Phasenverschiebung und kann bei hohen Frequenzen zu Intermodulationsprodukten führen. Unter Großsignalbedingungen beeinflusst die Umladezeit dieser Kapazitäten direkt die effektive Slew-Rate.

Ein weiterer Aspekt ist das sogenannte Crossover-Verhalten in Class-AB-MOSFET-Stufen. Obwohl MOSFETs aufgrund ihrer weichen Transferkennlinie oft als „röhrenähnlich“ beschrieben werden, existiert auch hier eine Übernahmezona zwischen komplementären Transistoren. Die Gate-Source-Schwellschwelle und deren Temperaturabhängigkeit bestimmen die Linearität im Bereich kleiner Signale. Unzureichende Ruhestromeinstellung führt zu Übernahmeverzerrungen, während zu hoher Ruhestrom thermische Instabilität begünstigt. Thermisch zeigen MOSFETs im Vergleich zu Bipolartransistoren ein anderes Verhalten. Die positive Temperaturkoeffizienz im Sättigungsbereich wirkt stabilisierend und reduziert das Risiko thermischen Durchgehens. Gleichzeitig verändert sich jedoch die Schwellspannung mit der Temperatur, wodurch sich der Arbeitspunkt verschiebt. Diese Drift kann niederfrequente Verzerrungsanteile modulieren, insbesondere in empfindlichen Eingangsstufen.

JFETs weisen wiederum eine andere Charakteristik auf. Ihr Drainstrom folgt einer parabolischen Kennlinie in Abhängigkeit von der Gate-Source-Spannung. Sie zeigen oft eine besonders gleichmäßige Kennlinienkrümmung mit dominanter zweiter Harmonischer. In Audioanwendungen werden JFETs daher häufig in Eingangsdifferenzstufen eingesetzt, da sie hohe Eingangsimpedanz mit vergleichsweise gutmütiger Verzerrungsstruktur kombinieren.

Nichtlinearitäten bei Feldeffekttransistoren (FET): MOSFET & JFET Kennlinien



Zusammenfassend lassen sich die Nichtlinearitäten bei FETs auf folgende Hauptmechanismen zurückführen: quadratische Transfercharakteristik mit arbeitspunktabhängiger Transkonduktanz, Drain-Source-Abhängigkeit durch Kanalmodulation, spannungsabhängige parasitäre Kapazitäten sowie thermisch bedingte Schwellspannungsdrift. Im Vergleich zum Bipolartransistor erzeugen FETs bei ähnlicher Aussteuerung häufig ein anderes spektrales Verzerrungsprofil, typischerweise mit stärkerem Anteil geradzahliger Harmonischer bei moderater Aussteuerung.

6.3 Einfluss der Gegenkopplung auf das Klirrspektrum

Gegenkopplung reduziert nicht nur die Höhe des Klirrfaktors, sondern verändert strukturell die spektrale Zusammensetzung der Verzerrungen. Während die Gesamtverzerrung häufig über eine einzige Kennzahl wie THD quantifiziert wird, entscheidet in der Praxis die Verteilung der einzelnen Harmonischen über das wahrgenommene Klangbild und über die messtechnische Stabilität bei unterschiedlichen Betriebsbedingungen. Der Einfluss der Gegenkopplung ist daher nicht rein skalierend, sondern spektral transformierend.

Ausgangspunkt ist ein aktives Bauelement oder eine Verstärkerstufe mit einer nichtlinearen Transferfunktion. Wird diese im Kleinsignalbereich als Potenzreihe beschrieben,

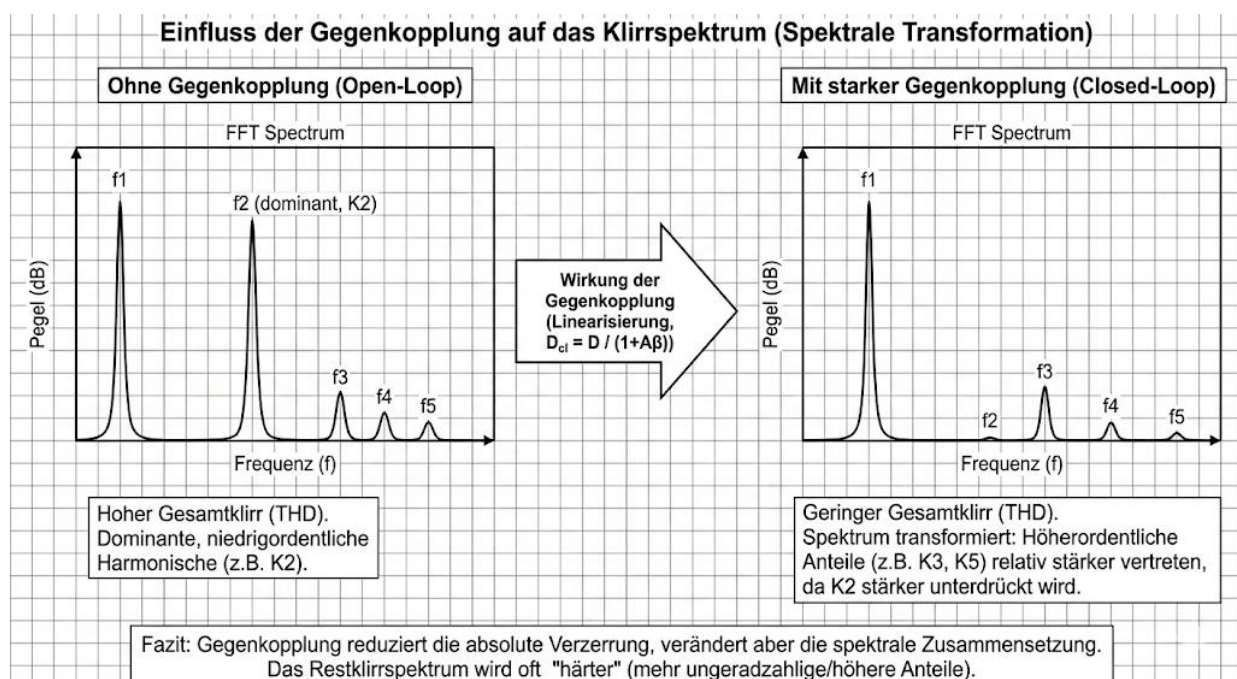
$$u_{out} = a_1 u_{in} + a_2 u_{in}^2 + a_3 u_{in}^3 + \dots,$$

so repräsentieren die Koeffizienten höherer Ordnung die jeweilige Verzerrungsstruktur. Bei sinusförmiger Anregung erzeugt der quadratische Term primär eine zweite Harmonische, der kubische Term eine dritte Harmonische usw. Die relative Größe dieser Koeffizienten bestimmt die spektrale Signatur der Stufe.

Wird nun eine negative Gegenkopplung mit Schleifenverstärkung $A\beta$ eingeführt, reduziert sich die effektive Nichtlinearität näherungsweise proportional zum Faktor $1/(1 + A\beta)$, sofern die Nichtlinearität klein ist und der Regelkreis stabil arbeitet. Formal ergibt sich für eine Verzerrungskomponente D

$$D_{cl} = \frac{D}{1 + A\beta}.$$

Diese Beziehung gilt jedoch nur für die absolute Größe der Verzerrung, nicht für deren relative spektrale Zusammensetzung. In realen Systemen ist die offene Verstärkung A frequenzabhängig, ebenso wie die Phasenlage. Damit wird auch die Verzerrungsreduktion frequenzabhängig. Niedrigordentliche Harmonische im unteren Frequenzbereich werden typischerweise stärker unterdrückt als hochordentliche Komponenten nahe der Bandbreitengrenze. Ein entscheidender Effekt besteht darin, dass Gegenkopplung dominante niederordentliche Nichtlinearitäten stärker reduziert als höherordentliche Restanteile, wenn diese aus unterschiedlichen physikalischen Mechanismen stammen.



Die linearisierende Wirkung ist am effektivsten für den Hauptterm der Kennlinienkrümmung. Restterme höherer Ordnung, insbesondere solche, die aus parasitären Kapazitäten, Transitzeit oder Early-Effekt resultieren, werden nicht im gleichen Maß reduziert. Dadurch kann sich das relative Spektrum verschieben, obwohl der Gesamtklirr sinkt.

Beispielsweise kann eine Stufe ohne Gegenkopplung eine dominante zweite Harmonische mit geringem Anteil höherer Ordnungen aufweisen. Wird starke Gegenkopplung angewandt, sinkt die zweite Harmonische deutlich. Gleichzeitig bleiben dritte und fünfte Harmonische zwar ebenfalls reduziert, jedoch relativ stärker vertreten. Das resultierende Klirrspektrum weist dann trotz geringerem Gesamt-THD eine andere Verteilung auf, häufig mit höherem relativen Anteil ungeradzahlgiger Komponenten.

Dieser Effekt erklärt, warum zwei Verstärker mit identischem THD-Wert unterschiedliche spektrale Charakteristika besitzen können. Gegenkopplung wirkt wie ein globaler Fehlerkorrektor, jedoch nicht spektralneutrale. Die spektrale Gewichtung der Restverzerrung hängt von der offenen Schleifenstruktur und der Frequenzabhängigkeit der Nichtlinearitäten ab. Ein weiterer relevanter Aspekt ist die Interaktion zwischen Gegenkopplung und dynamischer Nichtlinearität. Bei kleinen Signalen und niedrigen Frequenzen ist die Schleifenverstärkung hoch, wodurch Verzerrungen effektiv unterdrückt werden. Bei hohen Frequenzen oder großen Signalhüben sinkt die wirksame Schleifenverstärkung. In diesem Bereich wird die spektrale Struktur der offenen Nichtlinearität zunehmend sichtbar. Das Klirrspektrum ist daher nicht konstant, sondern abhängig von Frequenz und Aussteuerung.

In mehrstufigen Verstärkern spielt zudem die Verteilung lokaler und globaler Gegenkopplung eine Rolle. Lokale Degeneration in einzelnen Transistorstufen reduziert intrinsische Nichtlinearitäten bereits vor Eintritt in die globale Schleife. Dadurch wird die globale Gegenkopplung weniger belastet, und das Restklirrspektrum bleibt homogener. Systeme mit ausschließlich globaler Über-Alles-Gegenkopplung können zwar sehr niedrige THD-Werte erreichen, zeigen jedoch bei Grenzbedingungen eine abruptere spektrale Verschiebung.

Auch die Phasenreserve beeinflusst das Klirrspektrum indirekt. Nahe der Grenzfrequenz, bei der die Phasenverschiebung kritisch wird, reduziert sich die effektive Fehlerkorrektur. Hochordentliche Harmonische werden dort weniger unterdrückt. Ein Verstärker mit großzügiger Phasenreserve und breiter offener Bandbreite zeigt daher ein gleichmäßigeres Spektrum über das Audioband hinweg.

7. FFT-Analyse und moderne Messtechnik

Die quantitative Analyse nichtlinearer Verzerrungen hat sich mit der Einführung hochauflösender Analog-Digital-Wandler und leistungsfähiger digitaler Signalprozessoren grundlegend verändert. Während klassische Klirrfaktormessgeräte mit Kerbfiltern und selektiven Bandpässen arbeiteten, erlaubt die FFT-basierte Messtechnik die simultane Erfassung des vollständigen Spektrums mit hoher Dynamik und feiner Frequenzauflösung. Damit wird nicht nur die Gesamtverzerrung bestimmt, sondern die gesamte spektrale Struktur harmonischer und intermodulativer Produkte sichtbar gemacht. Für die Bewertung nichtlinearer Systeme ist diese Entwicklung entscheidend. Nichtlineare Verzerrungen äußern sich stets als zusätzliche Spektralkomponenten, die im Eingangssignal nicht vorhanden waren. Die FFT stellt ein mathematisches Werkzeug dar, das genau diese spektrale Zerlegung mit hoher Effizienz ermöglicht. Sie transformiert das zeitdiskrete Ausgangssignal eines Prüflings in den Frequenzbereich und macht damit jede neu erzeugte Harmonische, jedes Intermodulationsprodukt und jedes Rauschanteil quantitativ zugänglich.

Im Unterschied zu klassischen Messverfahren, die nur einzelne Verzerrungsgrößen liefern, ermöglicht die FFT-Analyse eine spektral vollständige Bewertung. Dadurch können nicht nur THD und IMD bestimmt, sondern auch spektrale Verteilungen, Seitenbandstrukturen, Rauschböden und dynamische Artefakte analysiert werden. Die FFT ist damit nicht lediglich ein Rechenalgorithmus, sondern das zentrale Fundament moderner nichtlinearer Audiomesstechnik.

7.1 Funktionsweise der Fast Fourier Transformation (FFT)

Die Fast Fourier Transformation stellt das zentrale mathematische Werkzeug moderner Verzerrungsanalyse dar, da sie die vollständige spektrale Zerlegung eines zeitdiskreten Signals mit hoher numerischer Effizienz ermöglicht. Ausgangspunkt ist die diskrete Fourier-Transformation, welche ein abgetastetes Signal $x[n]$ mit N Stützstellen in eine Summe orthogonaler komplexer Exponentialfunktionen zerlegt. Formal ergibt sich

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi kn/N}$$

wobei jedes Spektralbin $X[k]$ eine komplexe Größe mit Betrag und Phase repräsentiert. Für die Analyse nichtlinearer Verzerrungen ist diese Darstellung fundamental, da jede Abweichung vom ideal linearen Verhalten als zusätzliche spektrale Komponente sichtbar wird. Ein linearer Verstärker erzeugt bei sinusförmiger Anregung genau eine

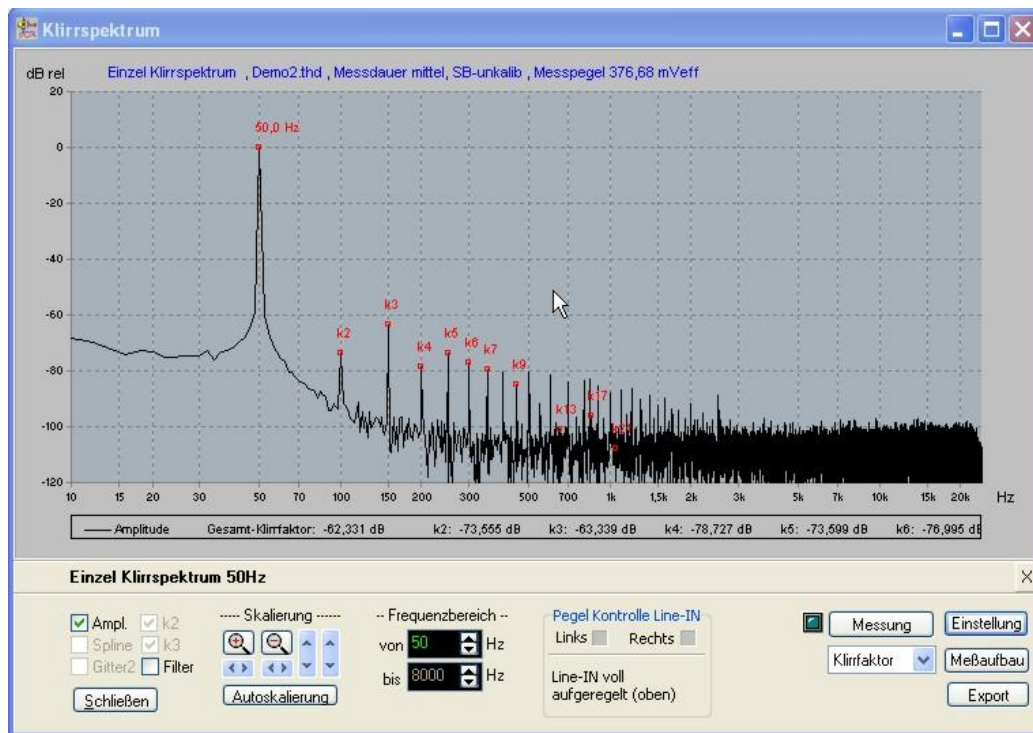
Frequenzlinie. Jede weitere Linie im Spektrum ist unmittelbarer Ausdruck nichtlinearer Transformation.

Die FFT reduziert die Rechenkomplexität der diskreten Fourier-Transformation von $O(N^2)$ auf $O(N \log N)$, indem sie Symmetrien der komplexen Exponentialfunktionen ausnutzt und die Berechnung rekursiv in Teilprobleme zerlegt. Diese Effizienz ist nicht nur theoretisch relevant, sondern praktisch zwingend erforderlich, da hochauflösende Audioanalysen typischerweise Transformationslängen von 2^{15} bis 2^{18} Punkten verwenden, um eine feine Frequenzauflösung und hohe Dynamik zu erreichen. Ohne FFT-Algorithmen wären solche Analysen in Echtzeit oder im Laborbetrieb nicht praktikabel.

Für die quantitative Verzerrungsanalyse ist die spektrale Auflösung entscheidend. Sie ergibt sich aus dem Verhältnis von Abtastrate f_s zur Transformationslänge N :

$$\Delta f = \frac{f_s}{N}$$

Eine hohe Auflösung ist erforderlich, um einzelne Harmonische oder Intermodulationsprodukte exakt einem Frequenzbin zuzuordnen und spektrale Leakage-Effekte zu minimieren. Insbesondere bei THD- oder CCIF-Messungen muss die Grundfrequenz kohärent zur FFT-Länge gewählt werden, sodass sie exakt einem diskreten Frequenzbin entspricht. Andernfalls verteilt sich Energie auf benachbarte Bins, wodurch die Amplitudenbestimmung verfälscht wird. In hochpräzisen Messsystemen wird daher eine synchronisierte Takterzeugung zwischen Generator und ADC implementiert, um kohärente Abtastbedingungen sicherzustellen.

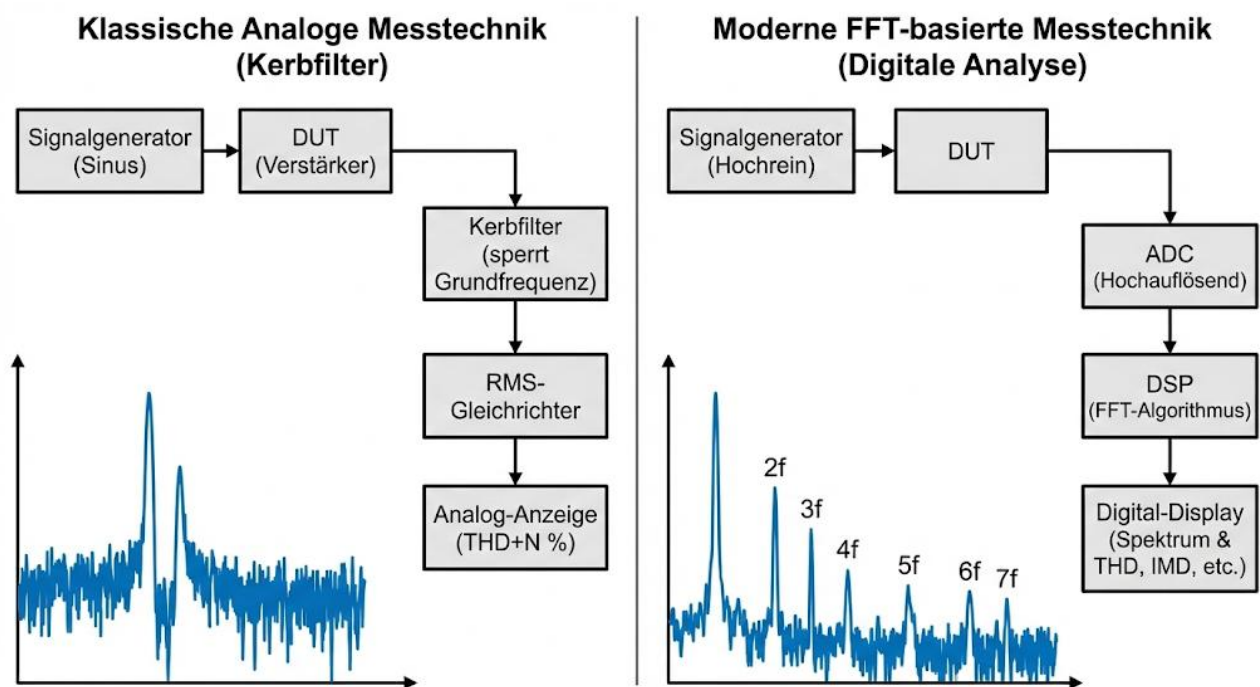


Nichtlineare Verzerrungen manifestieren sich im FFT-Spektrum in charakteristischer Weise. Harmonische Verzerrungen erscheinen als diskrete Linien bei ganzzahligen Vielfachen der Anregungsfrequenz. Intermodulationsprodukte treten bei Kombinationen mehrerer Frequenzen auf, etwa bei $mf_1 \pm nf_2$. Dynamische Nichtlinearitäten wie Slew-Rate-Limitierung oder TIM führen hingegen häufig zu spektraler Aufweitung oder breitbandigen Artefakten. Die FFT ermöglicht damit nicht nur eine quantitative Bestimmung von THD oder IMD, sondern eine vollständige strukturelle Analyse der Verzerrung.

Ein entscheidender Vorteil der FFT gegenüber klassischen Filterverfahren besteht darin, dass alle Spektralkomponenten simultan erfasst werden. Während ein analoges Kerbfilter lediglich die Restenergie nach Unterdrückung der Grundfrequenz misst, erlaubt die FFT die getrennte Identifikation jeder einzelnen Harmonischen. Dadurch kann beispielsweise unterschieden werden, ob eine Verzerrung von dominanter zweiter Harmonischer oder von hochordentlichen Anteilen geprägt ist – ein Unterschied, der psychoakustisch erheblich sein kann, messtechnisch jedoch bei identischem THD verborgen bliebe.

Die Nachweisgrenze nichtlinearer Verzerrungen ist direkt an den Dynamikbereich des Messsystems gekoppelt. Dieser wird primär durch die Auflösung und Linearität des Analog-Digital-Wandlers bestimmt. Der theoretische Dynamikbereich eines idealen N-

Bit-Wandlers beträgt näherungsweise $6,02N + 1,76\text{dB}$. In der Praxis liegen reale Systeme aufgrund von Jitter, thermischem Rauschen und nichtidealer Linearität deutlich darunter. Für die Analyse moderner Verstärker mit Verzerrungen unter -110 dB ist daher ein Messsystem erforderlich, dessen Eigenverzerrung signifikant niedriger liegt als die des Prüflings. Andernfalls wird die Messung durch den Analysator begrenzt.



Neben der Amplitudeninformation enthält die FFT auch Phaseninformation. Für rein skalare THD-Bestimmungen wird diese meist verworfen, doch für vektorielle Intermodulationsanalysen oder für die Untersuchung komplexer Mehrtonszenarien ist sie essenziell. Phasenbeziehungen zwischen Spektralkomponenten können konstruktive oder destruktive Überlagerungen im Zeitbereich erzeugen, was insbesondere bei sehr niedrigen Verzerrungsniveaus relevant wird.

In der praktischen Audiomesstechnik besteht die Signalkette aus einem hochreinen Generator, einer analogen Front-End-Stufe mit definierter Bandbegrenzung, einem hochauflösenden ADC und einer DSP-basierten FFT-Auswertung. Die spektrale Genauigkeit hängt dabei nicht nur vom Algorithmus, sondern auch von der analogen Signalaufbereitung, der Taktstabilität und der Störunterdrückung ab. Erdschleifen, HF-Einstreuungen oder Taktjitter können spektrale Artefakte erzeugen, die fälschlich als Nichtlinearität interpretiert werden.

Die FFT ist somit nicht lediglich ein Rechenverfahren, sondern das zentrale Instrument zur vollständigen spektralen Charakterisierung nichtlinearer Systeme. Sie transformiert Verzerrungsmessung von einer eindimensionalen Prozentangabe in eine hochauflösende spektrale Analyse, in der Struktur, Ordnung und Dynamik der Nichtlinearität sichtbar werden. Für die Bewertung moderner Audiotechnik ist sie daher methodisch unverzichtbar.

7.2 FFT-Algorithmen und die Butterfly-Operation

Die praktische Realisierung der Fast Fourier Transformation basiert auf einer strukturellen Zerlegung der diskreten Fourier-Transformation in rekursive Teiloperationen, die systematisch Redundanzen ausnutzen. Der zentrale mathematische Ansatz besteht darin, die DFT-Summe in Beiträge gerader und ungerader Indizes aufzuteilen. Für eine Transformationslänge $N = 2^m$ lässt sich das Eingangssignal $x[n]$ in zwei Teilfolgen zerlegen: $x_e[n] = x[2n]$ und $x_o[n] = x[2n + 1]$. Dadurch kann die DFT der Länge N auf zwei DFTs der Länge $N/2$ zurückgeführt werden.

Formal ergibt sich

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_e[n] e^{-j2\pi k(2n)/N} + e^{-j2\pi k/N} \sum_{n=0}^{N/2-1} x_o[n] e^{-j2\pi k(2n)/N}.$$

Der Exponentialfaktor $e^{-j2\pi k/N}$ wird als Twiddle-Faktor bezeichnet. Diese Rekursion halbiert die Problemgröße in jedem Schritt. Nach $m = \log_2 N$ Stufen ergibt sich eine vollständige Zerlegung in elementare Zweipunkt-Transformationen. Genau diese elementare Recheneinheit ist als Butterfly-Operation bekannt.

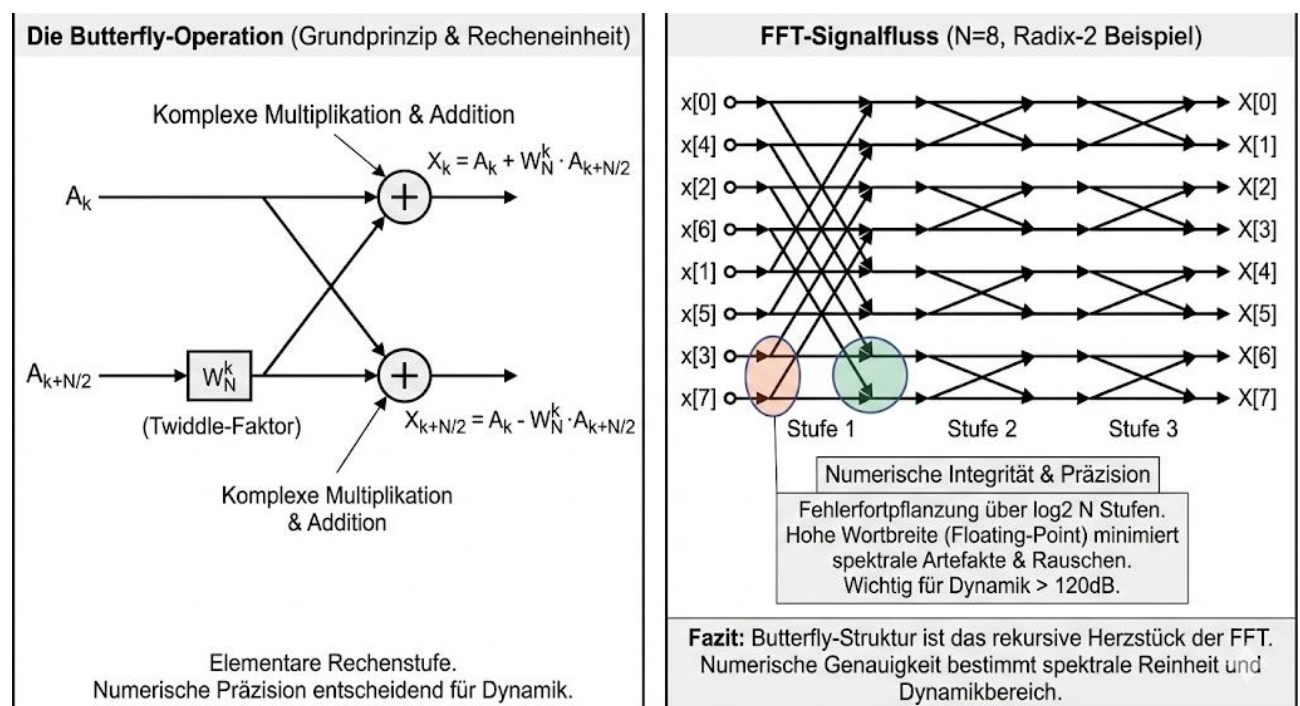
Die Butterfly-Operation ist keine bloße grafische Darstellung, sondern die fundamentale Recheneinheit des FFT-Algorithmus. Sie verbindet zwei komplexe Eingangswerte zu zwei komplexen Ausgangswerten unter Verwendung eines Twiddle-Faktors. Mathematisch entspricht sie

$$\begin{aligned} X_1 &= A + W_N^k \cdot B, \\ X_2 &= A - W_N^k \cdot B, \end{aligned}$$

wobei A und B Zwischenergebnisse aus der vorherigen Rekursionsstufe darstellen und $W_N^k = e^{-j2\pi k/N}$ der komplexe Rotationsfaktor ist. Diese Struktur erzeugt das charakteristische „Schmetterlings“-Signalflussdiagramm, bei dem zwei Datenpfade gekreuzt und kombiniert werden.

Für die Verzerrungsanalyse ist die algorithmische Struktur nicht nur eine Frage der Recheneffizienz, sondern der numerischen Integrität. Jede Butterfly-Stufe beinhaltet komplexe Multiplikationen und Additionen. Numerische Rundungsfehler, endliche Wortbreite und Quantisierungseffekte propagieren sich über $\log_2 N$ Stufen hinweg. Bei hochauflösenden Audiomessungen mit Dynamikbereichen über 120 dB ist daher eine ausreichende interne Wortbreite zwingend erforderlich. Moderne DSP-Implementierungen verwenden häufig 32-Bit- oder 64-Bit-Floating-Point-Arithmetik, um spektrale Artefakte durch numerische Fehler zu vermeiden. In Fixed-Point-Systemen muss hingegen sorgfältig skaliert werden, um Überläufe oder Präzisionsverluste zu verhindern.

Ein weiterer wesentlicher Aspekt ist die Bit-Reversal-Adressierung. Da der Cooley-Tukey-Algorithmus die Daten rekursiv zerlegt, erscheinen die Ausgangswerte in einer bitinvertierten Reihenfolge der Indizes. Praktische Implementierungen korrigieren diese Reihenfolge entweder vor oder nach der Transformation. Für Echtzeit-Audioanalysatoren ist diese Speicherumordnung nicht trivial, da sie Speicherzugriffe dominiert und damit die Gesamteffizienz beeinflusst. Moderne Architekturen optimieren daher Cache-Lokalität und Pipeline-Auslastung gezielt für FFT-Operationen.



Für nichtlineare Verzerrungsanalysen sind insbesondere zwei algorithmische Eigenschaften entscheidend: spektrale Reinheit und numerische Stabilität. Da

Verzerrungsprodukte oft 100 dB oder mehr unterhalb der Grundfrequenz liegen, darf der Algorithmus selbst keine systematischen Nebenspektren erzeugen. Twiddle-Faktoren müssen daher mit hoher Präzision berechnet oder tabelliert werden. Selbst minimale Phasenfehler können bei großen Transformationslängen zu messbaren Artefakten führen. In hochentwickelten Audioanalysatoren werden FFT-Algorithmen oft mit Fensterfunktionen kombiniert, um Leakage zu kontrollieren, sowie mit Mittelungsstrategien, um das Rauschverhalten zu verbessern. Die Butterfly-Struktur bleibt jedoch das rechentechnische Herzstück jeder dieser Implementierungen. Ihre rekursive Natur ermöglicht nicht nur Effizienz, sondern auch modulare Optimierung, etwa durch radices größer als zwei (Radix-4, Radix-8), die die Anzahl komplexer Multiplikationen weiter reduzieren und die Rechenpipeline besser auslasten.

Für die Analyse nichtlinearer Verzerrungen bedeutet dies: Die FFT ist nur so präzise wie ihre algorithmische Implementierung. Die Butterfly-Operation entscheidet über numerische Genauigkeit, Dynamikbereich und spektrale Reinheit. In modernen DSP-basierten Messsystemen ist sie daher nicht nur eine mathematische Konstruktion, sondern ein zentraler Baustein messtechnischer Integrität.

7.3 Fensterfunktionen (Hann, Hamming, Blackman) zur Fehlervermeidung

Die spektrale Analyse nichtlinearer Verzerrungen mittels FFT setzt implizit voraus, dass das betrachtete Zeitsignal innerhalb des Analyseintervalls periodisch ist. Diese Bedingung ist nur dann exakt erfüllt, wenn das Abtastfenster eine ganzzahlige Anzahl von Signalperioden enthält und Generator sowie Analysator kohärent synchronisiert sind. In allen anderen Fällen entsteht am Rand des Analysefensters eine Diskontinuität. Diese Diskontinuität ist kein rein numerisches Detail, sondern besitzt eine wohldefinierte spektrale Konsequenz: Das tatsächliche Spektrum wird mit der Fourier-Transformierten des verwendeten Zeitfensters gefaltet.

Wird das Signal ohne zusätzliche Gewichtung analysiert, entspricht das implizite Fenster einer Rechteckfunktion endlicher Länge. Die Fourier-Transformierte des Rechteckfensters besitzt eine ausgeprägte Hauptkeule mit langsam abfallenden Nebenkeulen. Diese Nebenkeulen sind die Ursache des spektralen Leakage. Energie einer dominanten Spektralkomponente – typischerweise der Grundfrequenz eines Sinustests – verteilt sich auf benachbarte Frequenzbins. In hochauflösenden Verzerrungsmessungen mit Dynamikbereichen von -100 dB und darunter führt dieses

Leakage dazu, dass schwache Harmonische oder Intermodulationsprodukte entweder maskiert oder in ihrer Amplitude verfälscht werden.

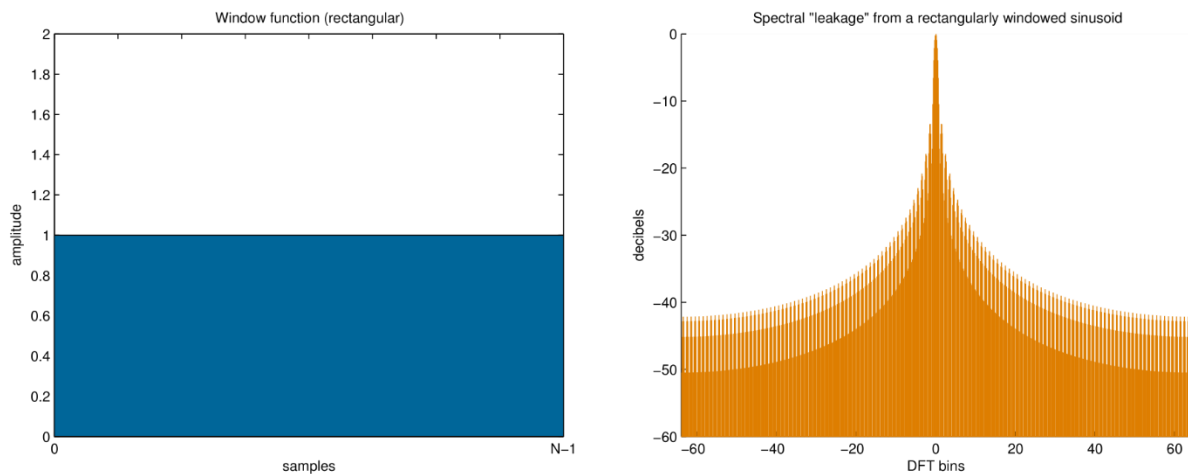


Abbildung: Rechteckfenster im Zeitbereich (links) und zugehöriges Spektrum mit ausgeprägten Nebenkeulen (rechts).

Die dargestellte Nebenkeulenstruktur erklärt unmittelbar, warum das Rechteckfenster trotz seiner maximalen Frequenzauflösung für hochdynamische Verzerrungsanalysen ungeeignet ist, sofern keine kohärente Abtastung vorliegt. Die erste Nebenkeule liegt nur etwa 13 dB unterhalb der Hauptkeule; ihr Pegelabfall ist langsam. Für einen Grundton mit 0 dBFS bedeutet dies, dass spektrale Artefakte im Bereich von -80 dB bis -120 dB durch Leakage überdeckt werden können.

Fensterfunktionen dienen dazu, diese Nebenkeulenenergie gezielt zu reduzieren. Sie modifizieren das Signal im Zeitbereich durch eine gewichtete Multiplikation mit einer stetigen Funktion, die an den Intervallgrenzen gegen Null oder nahe Null geht. Dadurch wird die Diskontinuität minimiert, was im Frequenzbereich eine signifikante Reduktion der Nebenkeulen bewirkt. Dieser Vorteil wird jedoch durch eine Verbreiterung der Hauptkeule erkauft. Die spektrale Auflösung nimmt ab, während die dynamische Trennschärfe gegenüber dominanten Linien steigt.

Das Hann-Fenster stellt eine kosinusbasierte Gewichtung dar, bei der das Signal an beiden Enden des Intervalls kontinuierlich auf Null geführt wird. Im Frequenzbereich reduziert sich die erste Nebenkeule typischerweise auf etwa -31 dB relativ zur Hauptkeule. Die Nebenkeulen fallen schneller ab als beim Rechteckfenster, wodurch Leakage signifikant verringert wird. Für THD-Messungen mit ausreichend großem

Frequenzabstand zwischen Grundton und Harmonischen stellt das Hann-Fenster einen technisch ausgewogenen Kompromiss dar.

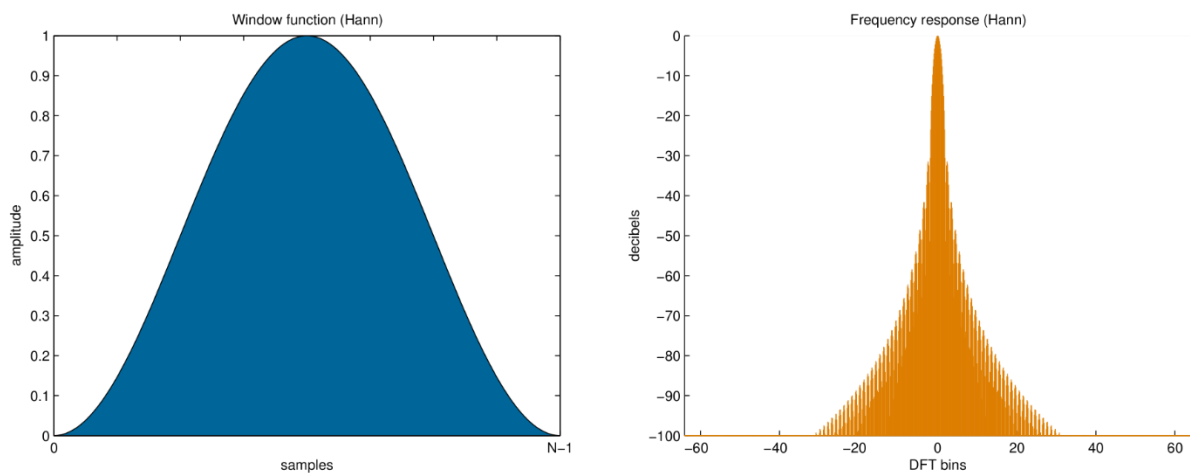


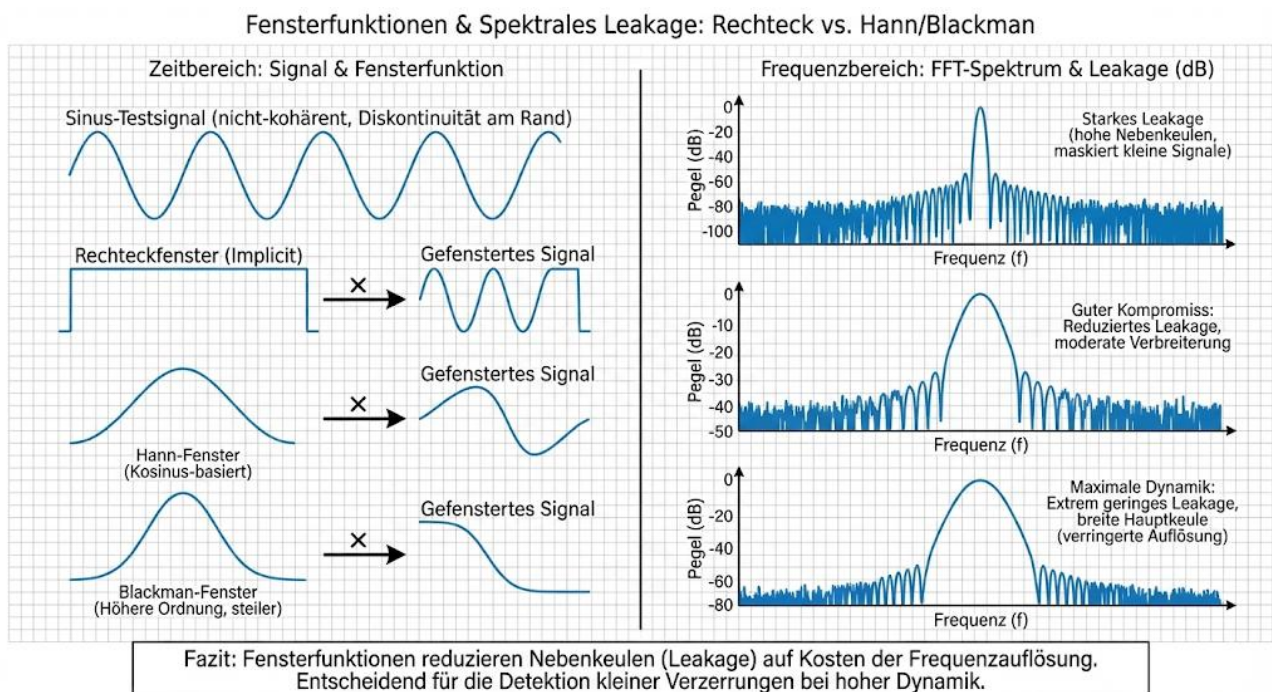
Abbildung: Hann-Fenster im Zeitbereich (links) und zugehöriges Spektrum mit deutlich reduzierten Nebenkeulen (rechts).

Die spektrale Darstellung verdeutlicht die systematische Reduktion der Nebenkeulenenergie bei gleichzeitiger Verbreiterung der Hauptkeule. Diese Hauptkeulenverbreiterung beeinflusst unmittelbar die Fähigkeit, eng benachbarte Spektrallinien zu trennen. Für Multitonanalysen oder IMD-Messungen mit geringem Frequenzabstand kann dies die Messunsicherheit erhöhen.

Das Hamming-Fenster modifiziert die Kosinusgewichtung so, dass die erste Nebenkeule weiter abgesenkt wird, typischerweise auf etwa -41 dB. Die Nebenkeulenstruktur ist nicht strikt monoton fallend, weist jedoch eine insgesamt bessere Unterdrückung im relevanten Bereich auf. Für Messungen im Bereich -90 dB bis -110 dB kann diese zusätzliche Unterdrückung entscheidend sein, insbesondere wenn die Grundfrequenz mehrere Größenordnungen stärker ist als die zu detektierenden Verzerrungsprodukte.

Das Blackman-Fenster erweitert die Gewichtung durch zusätzliche Kosinusanteile höherer Ordnung. Die erste Nebenkeule sinkt in Bereiche um -55 dB oder darunter, je nach Parametrisierung. Damit wird Leakage nochmals deutlich reduziert. Der Preis ist eine erheblich breitere Hauptkeule, wodurch die effektive Frequenzauflösung sinkt. In der Praxis ist das Blackman-Fenster besonders geeignet für Messungen extrem kleiner Verzerrungsprodukte bei ausreichend großem Abstand zur Grundkomponente.

Für hochpräzise Verzerrungsanalysen ist neben der Nebenkeulenstruktur auch die kohärente Verstärkung des Fensters zu berücksichtigen. Die zeitliche Gewichtung reduziert die effektive Amplitude der Spektrallinien. Eine korrekte Normierung ist zwingend erforderlich, um THD- oder IMD-Werte quantitativ korrekt zu bestimmen. Ebenso beeinflusst das Fenster den sogenannten Scalloping Loss, also die Amplitudenabweichung bei Frequenzen, die nicht exakt auf einem FFT-Bin liegen. Fenster mit stärkerer Hauptkeulenverbreiterung reduzieren Leakage, erhöhen jedoch die Empfindlichkeit gegenüber Frequenzfehlanspassungen.



In der professionellen Audiomesstechnik existieren daher zwei Strategien zur Fehlervermeidung. Die erste ist die kohärente Abtastung mit exakt synchronisierten Signal- und Abtastfrequenzen, wodurch selbst ein Rechteckfenster ohne Leakage eingesetzt werden kann. Diese Methode liefert maximale spektrale Auflösung und ist bei Labor-THD-Messungen mit präziser Frequenzsynthese ideal. Die zweite Strategie ist die gezielte Auswahl einer Fensterfunktion mit ausreichender Nebenkeulenunterdrückung, wenn eine exakte Synchronisation nicht möglich ist oder Multitonanregungen analysiert werden.

Für die Detektion nichtlinearer Verzerrungen im Sub-ppm-Bereich moderner Audioanalysatoren ist die Fensterwahl kein optionaler Parameter, sondern Teil der Messdefinition. Eine ungeeignete Fensterfunktion kann bei ansonsten perfekter

Hardware zu systematischen Messfehlern führen. Fensterfunktionen sind daher nicht lediglich mathematische Hilfsmittel, sondern zentrale Instrumente zur Sicherstellung spektraler Integrität in der quantitativen Analyse nichtlinearer Verzerrungen.

7.4 Multiton-Messverfahren mittels FFT

Die klassische Verzerrungsanalyse mit Einzel- oder Zweitonanregung bildet das nichtlineare Verhalten eines Audiosystems nur unter stark vereinfachten Bedingungen ab. Reale Musiksignale bestehen jedoch aus einer Vielzahl gleichzeitig vorhandener Frequenzkomponenten mit komplexen Amplituden- und Phasenbeziehungen. Ein Multitonsignal setzt sich aus einer definierten Menge diskreter Sinuskomponenten zusammen, deren Frequenzen, Amplituden und Phasen gezielt gewählt werden. Im linearen Idealfall erscheinen im Spektrum ausschließlich die eingespeisten Primärlinien. Jede zusätzliche Spektralkomponente ist eindeutig auf nichtlineare Prozesse zurückzuführen. Im Unterschied zur Zweiton-IMD entstehen hier Mischprodukte der Form

$$mf_i \pm nf_j$$

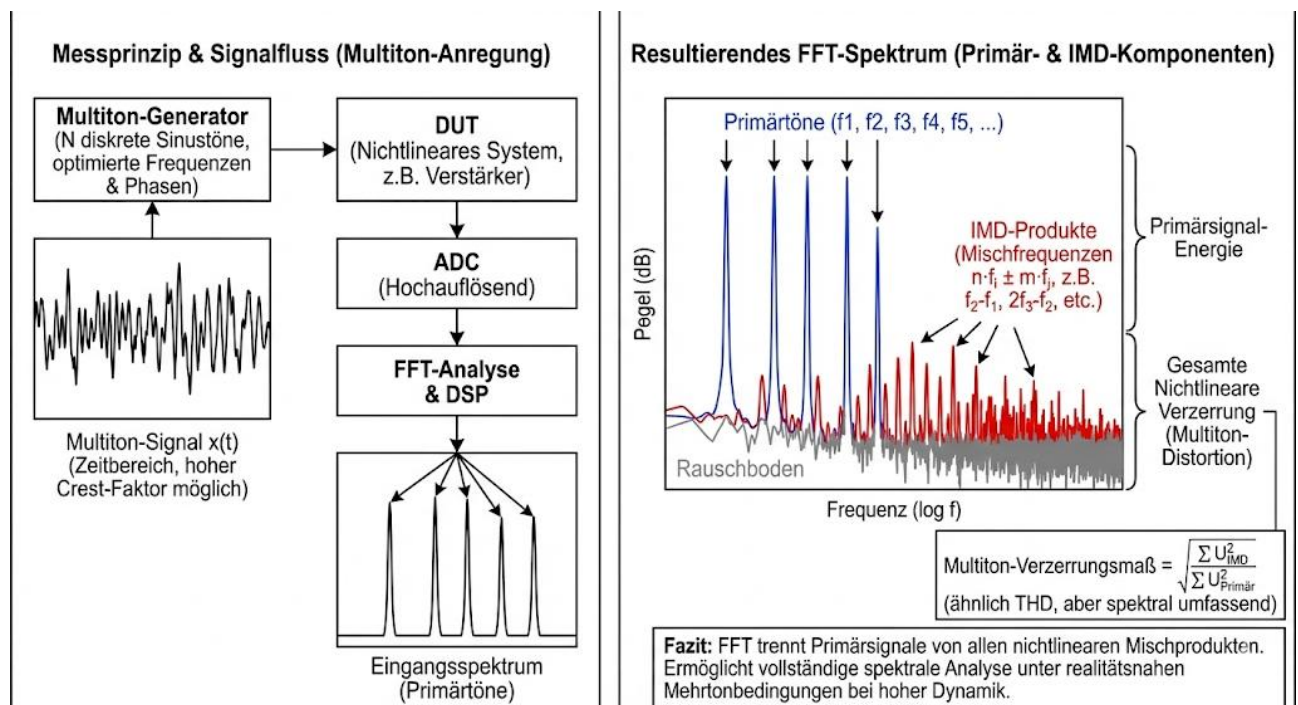
mit ganzzahligen Ordnungen m, n und Indizes i, j der eingespeisten Frequenzen. Mit wachsender Anzahl der Töne steigt die Anzahl möglicher Intermodulationsprodukte exponentiell. Gerade diese hohe spektrale Dichte macht Multitonverfahren besonders empfindlich gegenüber nichtlinearer Kennlinienkrümmung und dynamischen Effekten.

Die FFT-basierte Auswertung erlaubt die simultane Darstellung aller Primär- und Verzerrungskomponenten über das gesamte Audioband. Im Gegensatz zu analogen Filterverfahren, die nur selektiv einzelne Frequenzbereiche erfassen, liefert die FFT eine vollständige spektrale Karte. Dadurch wird nicht nur die Gesamthöhe der Verzerrung quantifiziert, sondern auch deren spektrale Verteilung analysierbar. Für Experten ist dies entscheidend, da zwei Systeme mit identischem Gesamtverzerrungswert ein fundamental unterschiedliches Verzerrungsspektrum besitzen können.

Ein zentrales Kriterium bei der Gestaltung des Multitonsignals ist die Frequenzverteilung. Werden die Töne äquidistant gewählt, entstehen systematische Überlagerungen höherer Ordnungen, die die Identifikation einzelner Produkte erschweren können. In professionellen Verfahren werden daher oft pseudo-zufällige oder speziell optimierte Frequenzsets verwendet, die Überlappungen minimieren. Ebenso spielt die Phasenverteilung eine Rolle. Bei kohärenter Phasenlage können hohe Crest-Faktoren auftreten, wodurch das System in nichtlineare Bereiche getrieben wird, die bei realen

Musiksignalen weniger repräsentativ sind. Daher werden Multiton-Signale häufig mit statistisch verteilten Phasen generiert, um eine praxisnahe Amplitudenverteilung zu erreichen.

Ein wesentlicher Vorteil der FFT liegt in der Möglichkeit, Verzerrungsenergie von den Primärkomponenten strikt zu trennen. Bei hinreichender Frequenzauflösung und geeigneter Fensterung können die Primärbins maskiert oder aus der Berechnung ausgeschlossen werden. Die verbleibende spektrale Energie repräsentiert die Summe aller nichtlinearen Produkte. Daraus lässt sich ein Multiton-Verzerrungsmaß definieren, das formal dem THD-Konzept ähnelt, jedoch sämtliche nicht-harmonischen Produkte berücksichtigt. Entscheidend ist, dass diese Berechnung bandbegrenzungs- und auflösungsabhängig ist und daher exakt dokumentiert werden muss.



Ein weiterer technischer Aspekt betrifft die Dynamik des Analysesystems. Multiton-Messungen erzeugen ein Spektrum mit vielen hochpegeligen Primärlinien und sehr kleinen Verzerrungskomponenten. Der erforderliche Dynamikbereich kann 120 dB und mehr betragen. Die Qualität des Analog-Digital-Wandlers, das Rauschverhalten der Eingangsstufe und die FFT-Normierung bestimmen somit unmittelbar die Nachweisgrenze. Ohne ausreichend niedrigen Eigenrauschboden kann die spektrale Restenergie fälschlich als Verzerrung interpretiert werden.

Multitonverfahren sind zudem empfindlich gegenüber zeitlichen Nichtlinearitäten wie Slew-Rate-Begrenzung oder dynamischer Kompression. Da mehrere Frequenzen gleichzeitig hohe momentane Summenamplituden erzeugen können, wird die Großsignalbandbreite des Prüflings realitätsnah belastet. Im Gegensatz zu Einzelton-THD-Messungen treten hier auch nicht-harmonische Intermodulationsprodukte in zuvor spektral freien Bereichen auf. Diese Produkte sind psychoakustisch besonders relevant, da sie nicht in eine harmonische Struktur eingebettet sind.

Praktisch lassen sich Multiton-Messungen in zwei Kategorien unterteilen: deterministische Multiton-Analysen mit definierter Frequenzstruktur und statistische Verfahren, bei denen das Signal spektral bandbegrenzt, aber phasenrandomisiert ist. Erstere erlauben exakte Zuordnung einzelner Produkte, letztere liefern eine breitbandige Bewertung der Gesamtlinearität unter quasi-musikalischen Bedingungen.

Für die wissenschaftliche Bewertung nichtlinearer Verzerrungen stellen Multiton-FFT-Verfahren die derzeit umfassendste Methode dar. Sie verbinden die spektrale Transparenz der Fourier-Analyse mit einer realitätsnahen Mehrtonanregung. Während klassische THD- oder IMD-Messungen nur isolierte Aspekte nichtlinearer Kennlinien beleuchten, offenbart die Multitonanalyse die vollständige Interaktionsmatrix aller Signalanteile. Damit wird sie zum entscheidenden Instrument zur Beurteilung moderner Hochleistungs-Audioverstärker und digitaler Signalpfade auf höchstem technischem Niveau.

7.5 FFT-Auflösung: Wortbreite 12Bit vs. moderne 24-Bit-/32-Bit-DSP-Systeme

Die spektrale Nachweisgrenze nichtlinearer Verzerrungen wird nicht primär durch die FFT-Länge bestimmt, sondern durch die vertikale Auflösung des Erfassungssystems. Während die Anzahl der FFT-Punkte die Frequenzauflösung (horizontale Auflösung) definiert, bestimmt die Wortbreite des Analog-Digital-Wandlers den minimal erfassbaren Pegel relativ zur Volllaussteuerung. Für die quantitative Bestimmung sehr kleiner THD- oder IMD-Werte ist daher der Dynamikbereich des Messsystems die entscheidende Größe.

Ein idealer ADC mit N Bit besitzt einen theoretischen Dynamikbereich von

$$DR \approx 6,02 \cdot N + 1,76 \text{ dB}$$

Dieser Wert beschreibt den Abstand zwischen Volllaussteuerung und dem durch Quantisierung verursachten Rauschboden. Er stellt die physikalische Obergrenze dar;

reale Systeme erreichen aufgrund analoger Nichtlinearitäten, Referenzinstabilität, thermischem Rauschen und Jitter typischerweise einen geringeren effektiven Wert (ENOB).

Für die Verzerrungsmessung ist der Zusammenhang unmittelbar: THD-Werte werden üblicherweise in Dezibel relativ zur Grundfrequenz angegeben

$$\text{THD}_{\text{dB}} = 20 \log_{10}(\text{THD})$$

Beispielsweise entsprechen:

- 0,1 % → -60 dB
- 0,01 % → -80 dB
- 0,001 % → -100 dB

Die Oberwellen liegen somit entsprechend viele Dezibel unter der Grundschwingung. Damit eine Verzerrung messbar ist, muss zwingend gelten:

$$\text{Noise Floor} < \text{THD}_{\text{dB}}$$

Liegt der spektrale Rauschboden oberhalb des Verzerrungspegels, ist eine physikalisch valide Messung unmöglich, unabhängig von der FFT-Auflösung oder der Fensterwahl.

Setzt man die theoretischen Dynamikbereiche idealer Wandler ein, ergeben sich typische Größenordnungen:

- 8 Bit → ~50 dB
- 12 Bit → ~74 dB
- 16 Bit → ~98 dB
- 24 Bit → ~146 dB

Hieraus folgt unmittelbar: Ein 8-Bit-System ist strukturell ungeeignet für die Messung von 0,01 % THD (-80 dB), da der Rauschboden bereits oberhalb des Zielpiegels liegt. Ein 12-Bit-System erlaubt theoretisch die Erfassung von Verzerrungen im Bereich von etwa -70 dB, ist jedoch für -80 dB bereits grenzwertig. Erst 16 Bit bieten ausreichend Dynamik für saubere Messungen um -80 dB, während für -100 dB und darunter mindestens 18 effektive Bit erforderlich sind.

Historische FFT-Analysatoren der 1980er- und frühen 1990er-Jahre arbeiteten häufig mit 12- oder 14-Bit-Wandlern. In dieser Ära war ein THD-Wert von 0,01 % bereits nahe an der instrumentellen Nachweisgrenze. Viele damals publizierte Verzerrungswerte waren

somit nicht ausschließlich durch die Prüflinge limitiert, sondern durch das Messsystem selbst. Spektren mit scheinbar „glattem“ Rauschboden waren oft quantisierungsdominiert.

Moderne Audioanalysatoren hingegen verwenden 24-Bit-Delta-Sigma-ADC-Architekturen mit effektiven Dynamikbereichen von 110 dB bis über 125 dB. Damit verschiebt sich die Limitierung von der Quantisierung hin zu analogen Effekten wie thermischem Rauschen oder nichtlinearer Restverzerrung des ADC-Frontends. In High-End-Systemen liegt der spektrale Rauschboden deutlich unter -120 dB, wodurch selbst Verzerrungen im ppm-Bereich sicher identifizierbar sind.

Neben der ADC-Auflösung ist die interne DSP-Wortbreite entscheidend. Ältere Festkomma-FFT-Implementierungen mit 16- oder 24-Bit-Akkumulatoren erzeugten bei langen Transformationslängen numerische Rundungsfehler. Diese Fehler können insbesondere bei sehr kleinen Spektralkomponenten relevant werden. Moderne 32-Bit-Floating-Point-DSP-Architekturen bieten eine deutlich höhere interne Rechengenauigkeit und verhindern, dass schwache Verzerrungskomponenten durch Akkumulationsfehler verloren gehen. Die FFT selbst wird dadurch nicht „genauer“ im mathematischen Sinn, aber die numerische Stabilität der Berechnung verbessert sich signifikant.

Ein weiterer Unterschied zwischen älteren und modernen Systemen liegt in der Kombination aus ADC-Auflösung und spektralem Averaging. Durch Mittelung mehrerer FFT-Spektren kann der zufällige Rauschanteil statistisch reduziert werden, während deterministische Verzerrungsprodukte bestehen bleiben. Diese Technik war in frühen Echtzeitanalysatoren nur eingeschränkt verfügbar, ist jedoch in heutigen DSP-basierten Messsystemen Standard. Dadurch sinkt der effektive spektrale Rauschboden unter den theoretischen Einzelmesswert, was die Nachweisgrenze weiter verbessert.

Zusätzlich spielen Referenzstabilität und Clock-Qualität eine Rolle. Phasenjitter führt zu spektraler Unschärfe und kann hochfrequente Verzerrungsprodukte verfälschen. Moderne Messgeräte verwenden hochstabile Quarzoszillatoren oder externe Referenztakte, wodurch die spektrale Reinheit gegenüber älteren Systemen erheblich gesteigert wurde.

Zusammenfassend bestimmt die vertikale Bit-Auflösung – also der Dynamikbereich des Messsystems – die minimal messbare Verzerrung. Die FFT-Länge definiert die horizontale Auflösung, nicht jedoch die Nachweisgrenze kleiner Signale. Erst mit 24-Bit-Erfassung und 32-Bit-Signalverarbeitung ist es möglich, die extrem niedrigen Verzerrungswerte moderner Audioverstärker objektiv zu quantifizieren.

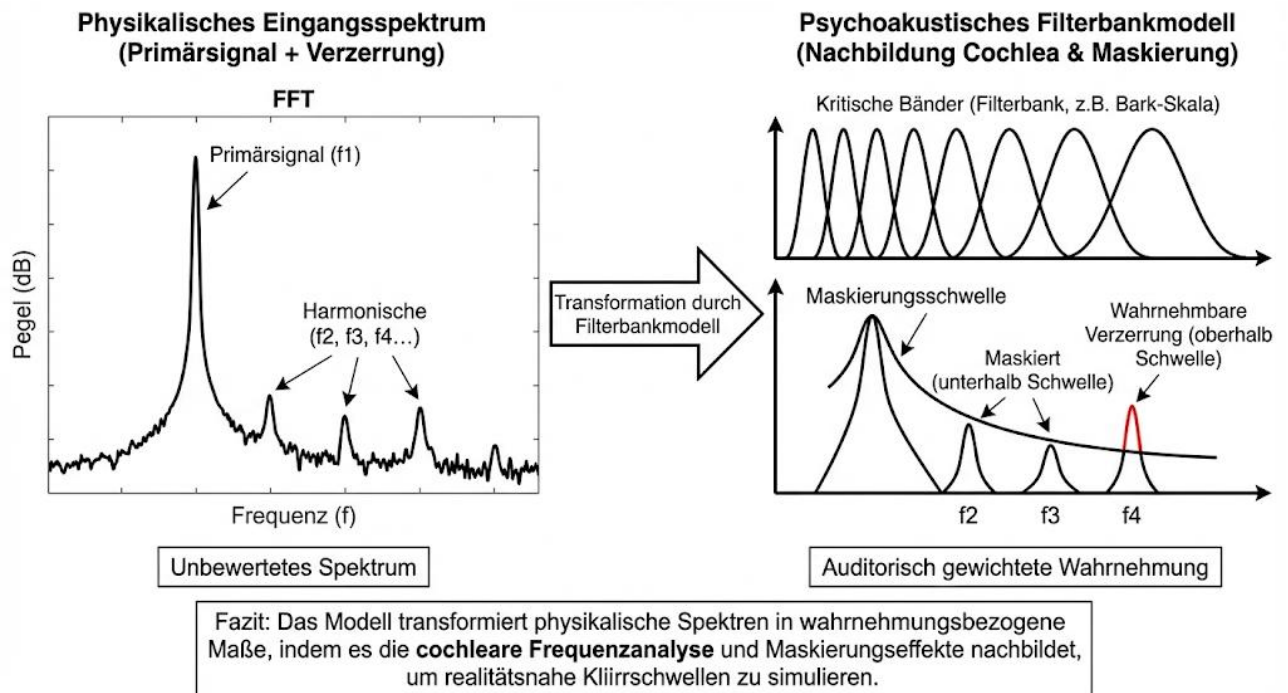
Für den Experten ergibt sich daraus eine klare Konsequenz: Die Messkette muss stets einen deutlich größeren Dynamikbereich besitzen als der zu erwartende Verzerrungspegel des Prüflings. Andernfalls wird nicht die Linearität des Gerätes gemessen, sondern die Limitierung des Analysators.

7.6 Nachbildung von Klirrschwellen mittels psychoakustischer Filterbankmodelle

Die rein messtechnische Erfassung nichtlinearer Verzerrungen liefert zunächst ausschließlich physikalische Amplituden- und Energiemaße ohne unmittelbare Aussage über deren wahrnehmungsbezogene Relevanz. Klirrfaktoren, Harmonikspektren oder Intermodulationsprodukte beschreiben die spektrale Struktur von Verzerrungen, lassen jedoch offen, in welchem Maß diese Artefakte durch das menschliche Gehör detektiert oder maskiert werden. Zur Überführung physikalischer Verzerrungsparameter in wahrnehmungsnahe Bewertungsgrößen werden psychoakustische Filterbankmodelle eingesetzt, die die frequenzselektive Signalverarbeitung innerhalb der Cochlea nachbilden.

Grundlage dieser Modellierung ist die Erkenntnis, dass das Innenohr keine lineare Breitbandanalyse vornimmt, sondern das eintreffende Signal in eine Vielzahl überlappender kritischer Bänder zerlegt. Diese Bandstruktur wird häufig durch gammatone-basierte oder Bark-skalierte Filterbanken approximiert, deren Bandbreite frequenzabhängig anwächst und der physiologischen Ortsauflösung entlang der Basilarmembran entspricht. Verzerrungsprodukte werden somit nicht global bewertet, sondern innerhalb jener auditiven Kanäle analysiert, in denen sie gemeinsam mit dem Primärsignal auftreten.

Für die Nachbildung von Klirrschwellen wird das gemessene oder simulierte Verzerrungsspektrum zunächst durch eine solche Filterbank transformiert. Innerhalb jedes Bandes erfolgt anschließend eine energetische Überlagerung von Nutzsignal und Verzerrungsanteilen unter Berücksichtigung simultaner Maskierungseffekte. Entscheidend ist dabei, dass die Detektierbarkeit eines harmonischen Artefakts nicht allein von seiner absoluten Amplitude abhängt, sondern vom Pegelabstand zum maskierenden Grundton innerhalb desselben kritischen Bandes. Niedrigordentliche Harmonische fallen häufig in dasselbe auditorische Filter wie die Grundfrequenz und werden dadurch stark maskiert, während höherfrequente Komponenten in weniger maskierten Bändern auftreten können.



Ergänzend zur simultanen Maskierung berücksichtigen fortgeschrittene Modelle auch zeitliche Integrationsprozesse. Kurzzeitige Verzerrungsspitzen unterhalb der stationären Hörschwelle können durch zeitliche Summation wahrnehmbar werden, während kontinuierliche Verzerrungen durch neuronale Adaptation teilweise unterdrückt werden. Die Modellierung erfolgt hier über Pegelintegratoren mit definierten Ein- und Ausschwingkonstanten, die die zeitliche Empfindlichkeitscharakteristik des auditorischen Systems approximieren.

Ein zentraler Vorteil der Filterbanknachbildung liegt in der Möglichkeit, frequenzabhängige Klirrschwellen abzuleiten. Anstatt einen globalen THD-Grenzwert anzusetzen, kann bestimmt werden, ab welchem Verzerrungspegel einzelne Harmonische innerhalb spezifischer Frequenzregionen detektierbar werden. Diese Schwellen variieren erheblich: Im Bereich maximaler Gehörempfindlichkeit zwischen etwa 2 und 5 kHz liegen sie deutlich niedriger als in tieffrequenten Regionen, in denen stärkere Maskierung und geringere neuronale Auflösung wirken.

Praktisch findet diese Methodik Anwendung in perzeptuell gewichteten Verzerrungsmetriken, bei denen die spektrale Verzerrungsenergie mit auditiven Gewichtungsfunktionen gefaltet wird. Dadurch lassen sich Messgrößen ableiten, die nicht die physikalische Gesamtverzerrung, sondern deren wahrnehmungsbezogene Relevanz repräsentieren. Zwei Systeme mit identischem THD-Wert können in solchen

Modellen deutlich unterschiedliche Bewertungsergebnisse zeigen, wenn ihre Harmonikspektren unterschiedlich in der auditiven Filterstruktur verteilt sind.

Für die Entwicklung und Optimierung von Audiosystemen eröffnet die Filterbanknachbildung einen entscheidenden Vorteil: Nichtlinearitäten können gezielt in weniger wahrnehmungssensitive Frequenzregionen verschoben oder spektral so geformt werden, dass maximale Maskierung durch das Nutzsignal entsteht. Damit wird die Verzerrungsminimierung nicht mehr ausschließlich als physikalisches, sondern als wahrnehmungsoptimiertes Problem behandelt.

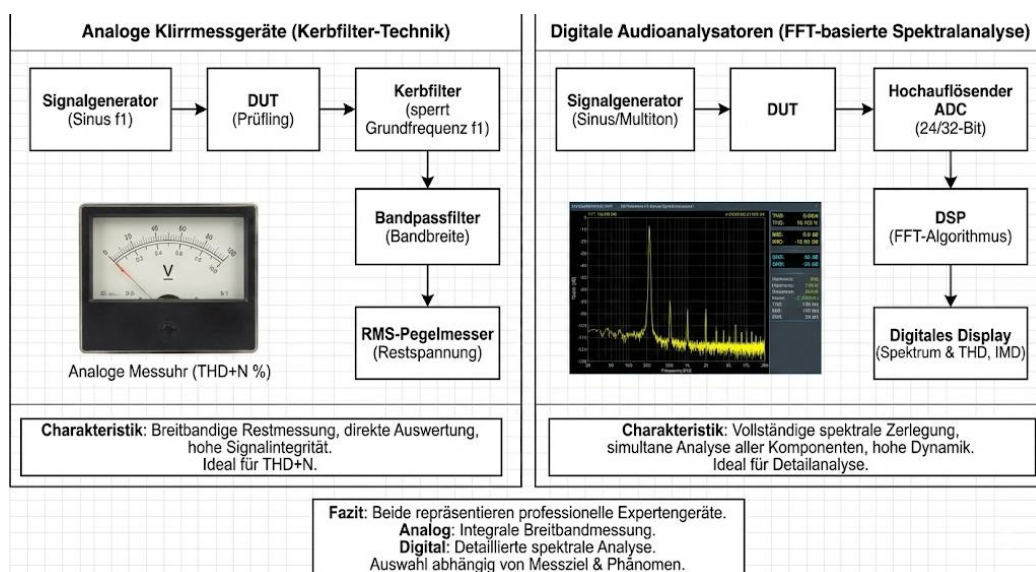
Zusammenfassend ermöglichen psychoakustische Filterbankmodelle die Transformation klassischer Klirrmeßdaten in auditorisch gewichtete Detektierbarkeitsmaße. Sie bilden die cochleare Frequenzanalyse, Maskierungsmechanismen und zeitliche Integrationsprozesse nach und erlauben dadurch eine realitätsnahe Simulation von Klirrschwellen unter signalabhängigen Hörbedingungen. Innerhalb moderner Audibewertungssysteme stellen sie somit die methodische Brücke zwischen spektraler Verzerrungsphysik und menschlicher Wahrnehmung dar.

8. Analoge und digitale Audio-Messsysteme im Vergleich

Die messtechnische Bewertung nichtlinearer Verzerrungen ist untrennbar mit der Qualität und Architektur des verwendeten Analysegeräts verbunden. Während die physikalischen Mechanismen von Klirr, Intermodulation und dynamischer Nichtlinearität im Prüfling entstehen, entscheidet das Messsystem darüber, ob diese Effekte korrekt erfasst, quantifiziert und spektral interpretiert werden können. In der Entwicklung der Audiomesstechnik existieren dabei zwei fundamentale Paradigmen: die klassische analoge Filtertechnik und die moderne digitale FFT-basierte Spektralanalyse.

Analoge Klirrmessgeräte arbeiten mit selektiven Brückenschaltungen, hochpräzisen Kerbfiltern und definierten Lastwiderständen. Sie sind darauf ausgelegt, die Grundfrequenz aktiv zu unterdrücken und den verbleibenden Restpegel mit maximaler Empfindlichkeit zu erfassen. Ihre Stärke liegt in der unmittelbaren, breitbandigen Restmessung mit hoher Signalintegrität und minimaler digitaler Signalverarbeitung. Historisch bildeten solche Geräte über Jahrzehnte den Referenzstandard für Klirrfaktormessungen im professionellen Audio- und Rundfunkumfeld.

Digitale Audioanalysatoren hingegen basieren auf hochauflösenden Analog-Digital-Wandlern, präziser Taktarchitektur und leistungsfähiger DSP-Verarbeitung. Sie ermöglichen eine vollständige spektrale Zerlegung des Signals, simultane Analyse aller Harmonischen und Intermodulationsprodukte sowie flexible Auswertestrategien. Die FFT-basierte Messtechnik erlaubt eine differenzierte Betrachtung selbst extrem kleiner Verzerrungskomponenten, vorausgesetzt, der Dynamikbereich des Systems ist ausreichend groß.



Die in diesem Kapitel behandelten Messsysteme – vom analogen Klirrmessgerät mit definierter Lastsimulation bis hin zu modernen DSP-basierten Referenzanalysatoren – repräsentieren durchweg professionelle Expertengeräte. Sie wurden nicht für den Konsumentenmarkt konzipiert, sondern für Laboranwendungen, Entwicklungsumgebungen und präzise technische Bewertung. Jedes dieser Systeme steht für eine bestimmte Epoche der Messtechnik und für eine spezifische Messphilosophie. Der Vergleich dieser Geräte erfolgt daher nicht im Sinne einer hierarchischen Bewertung, sondern als technologische Einordnung: Welche Messprinzipien liegen zugrunde, welche Verzerrungsarten werden besonders sensitiv erfasst, welche systematischen Grenzen bestehen, und wie beeinflusst die Gerätearchitektur die Interpretation nichtlinearer Phänomene?

8.1 Burosch NF200: Analoges Klirrmessgerät mit Lastwiderständen

Der Burosch Audioanalyzer NF-200 ist als universelles Labor-Messgerät für die Analyse zentraler Audio-Parameter analoger Geräte konzipiert. Sein konstruktiver Ansatz verbindet Signalerzeugung, Leistungsbelastung, selektive Verzerrungsanalyse, Pegelmessung und visuelle Kontrolle in einem integrierten Prüfstandsystem. Ziel ist nicht die isolierte Spannungsanalyse im Leerlauf, sondern die Bewertung von Verstärkern unter definierter elektrischer Last.



Ein grundlegendes messtechnisches Prinzip des NF-200 besteht in der integrierten Lastsimulation. Das Gerät verfügt über eingebaute 8-Ohm-Lastwiderstände mit aktiver Kühlung, die eine massefreie Leistungsmessung bis 2×200 Watt ermöglichen. Damit wird der Prüfling in einen Betriebszustand versetzt, in dem reale Leistungsabgabe erfolgt. Es handelt sich hierbei jedoch ausdrücklich um eine ohmsche Ersatzlast und nicht um

eine vollständige elektroakustische Lautsprecherbelastung. Reale Lautsprecher stellen komplexe, frequenzabhängige Impedanzverläufe dar, die durch Frequenzweichen, Induktivitäten, Kapazitäten sowie mechanisch-akustische Rückwirkungen geprägt sind. Eine messtechnisch exakte Nachbildung solcher komplexer Lasten wäre nur durch aufwendige Netzwerke aus Spulen, Kondensatoren und Widerständen möglich, was im Laborbetrieb kaum praxisgerecht realisierbar ist. Die definierte ohmsche Last stellt daher einen technisch reproduzierbaren und normkonformen Kompromiss zwischen Realitätsnähe und Messstabilität dar.

Ein Leistungsverstärker, der lediglich an einen hochohmigen Messeingang angeschlossen ist, arbeitet faktisch im Leerlauf. Stromlieferfähigkeit, Netzteilbelastung, thermisches Verhalten und übernahmebedingte Verzerrungen werden dabei nur unzureichend beansprucht. Messtechnisch ist dies vergleichbar mit der Leistungsbewertung eines Verbrennungsmotors im Standgas: Ein ruhiger Lauf erlaubt keine belastbaren Rückschlüsse auf Wirkungsgrad, Drehmoment oder thermische Stabilität unter Last. Entsprechend kann ein Verstärker im Leerlauf sehr niedrige Klirrwerte aufweisen, während unter realer Stromabgabe zusätzliche Nichtlinearitäten sichtbar werden. Der NF-200 erzwingt durch seine integrierten Lastwiderstände eine definierte Leistungsabgabe, wodurch Verzerrungen unter energetisch relevanten Betriebsbedingungen erfasst werden.

Die massefreie Leistungsmessung verhindert Messfehler durch gemeinsame Massebezüge oder Erdschleifen und ermöglicht eine saubere Kanaltrennung. Die getrennte Leistungserfassung für linken und rechten Kanal erlaubt die Identifikation asymmetrischer Effekte, etwa infolge thermischer Drift, Bauteiltoleranzen oder Versorgungseinbrüchen. Das Gerät integriert einen Sinus- und Rechteck-Tongenerator mit 27 diskreten Frequenzstufen sowie stufenloser Pegelregelung. Dadurch können sowohl stationäre Klirrfaktormessungen als auch dynamische Analysen durchgeführt werden. Rechtecksignale dienen insbesondere der Beurteilung von Bandbreite, Flankenverhalten und möglicher Slew-Rate-Limitierung. Die kanalgetrennte Drop-Out-Funktion erlaubt gezielte Funktions- und Unterbrechungsanalysen einzelner Signalpfade.

Die Klirrfaktormessung erfolgt nach dem selektiven Residualverfahren mit normorientierter Auswertung. Messbereiche von 0,1 %, 0,3 %, 1 % und 3 % decken sowohl hochauflösende Niedrigverzerrungsmessungen als auch Leistungsgrenzbereiche ab. Die Grundfrequenz – typischerweise ein 1-kHz-Sinus als Referenzsignal – wird mittels Kerbfilter unterdrückt, während die verbleibende

Restenergie aus harmonischen Oberwellen und Rauschanteilen breitbandig verstärkt und als Effektivwert detektiert wird. Dieses Messprinzip entspricht etablierten normativen Verfahren zur Verzerrungsbestimmung, wie sie im professionellen Audiobereich spezifiziert sind. Die Darstellung erfolgt primär quantitativ über definierte Klirrbereiche, nicht als hochauflösende spektrale Visualisierung. Über BNC-Ausgänge kann das Residualsignal zusätzlich extern, etwa mittels Oszilloskop oder Spektrumanalysator, weitergehend untersucht werden, wodurch Zeit- und Frequenzbereich korrelierbar bleiben.

Eine besondere Stärke dieser Oszilloskopanbindung ergibt sich durch die THD-Funktion des NF-200: Wird die entsprechende Taste betätigt, legt das Gerät auf dem linken Kanal des angeschlossenen Oszilloskops die verstärkte Grundwelle und auf dem rechten Kanal den dazugehörigen Klirrfaktoranteil. Da das NF-200 diesen Restanteil intern stark verstärkt und damit optisch deutlich vergrößert darstellt, wird ein Signal, das im Gesamtbild kaum sichtbar wäre, visuell gut ablesbar. Dies ist insbesondere bei Lautsprechermessungen von Bedeutung: Sobald ein realer Lautsprecher angeschlossen wird, steigt der Klirrfaktor gegenüber der reinen Lastwiderstandsmessung deutlich an, was sich am Oszilloskop unmittelbar beobachten lässt. Darüber hinaus erlaubt die Wellenformdarstellung des Residualsignals eine qualitative Differenzierung der Verzerrungscharakteristik. Ein Klirrspektrum, das überwiegend durch ungeradzahlige Oberwellen – insbesondere K3 – geprägt ist, zeigt sich in einer eher kantigen, unsymmetrischen Kurvenform, während ein K2-dominiertes Spektrum weichere, gleichmäßigere Wellenformen aufweist, die klanglich als harmonischer empfunden werden. Damit bietet die THD-Taste eine schnelle, visuelle Einschätzung der Verzerrungscharakteristik, ohne dass eine vollständige numerische FFT-Analyse erforderlich wäre.

Zur unmittelbaren auditiven Kontrolle sind zwei eingebaute Monitorlautsprecher mit eigenem 2×15 -Watt-Verstärker integriert. Zusätzlich stehen eine regelbare Kopfhörerbuchse sowie rückseitige Lautsprecherklemmen für externe Monitore zur Verfügung. Dadurch kann das gemessene Signal nicht nur numerisch, sondern auch subjektiv bewertet werden, was insbesondere bei der Beurteilung komplexer Verzerrungscharakteristiken von praktischem Nutzen ist.

Im Vergleich zu modernen FFT-basierten Hochdynamikanalysatoren liegt die Stärke des NF-200 weniger in extremen spektralen Tiefenauflösungen als in der konsequenten Leistungsprüfung unter definierter elektrischer Last. Während digitale Systeme eine

vollständige spektrale Zerlegung ermöglichen, stellt der NF-200 sicher, dass Verzerrungen unter realer Energieumsetzung entstehen. Für die Analyse analoger Leistungsverstärker besitzt dieser prüfstandsorientierte Ansatz eine hohe praktische Relevanz, da die Aussagekraft einer Verzerrungsmessung nicht allein von der spektralen Auflösung, sondern ebenso vom realen Betriebszustand des Prüflings abhängt.

8.2 Nakamichi T-100: Klirrfaktormessung im analogen Präzisionsbereich

Der Nakamichi T-100 ist ein spezialisierter analoger Audio-Analyzer, der Anfang der 1980er-Jahre (Baujahre ca. 1981–1984) als hochpräzises Labor- und Serviceinstrument entwickelt wurde. Hersteller war Nakamichi, ein Unternehmen, das primär für hochwertige Audiokomponenten bekannt war und mit dem T-100 den Schritt in die dedizierte Messtechnik vollzog.



Konzeptionell ist der T-100 kein universeller Audio-Prüfstand mit integrierter Leistungsbelastung, sondern ein hochselektives Messinstrument zur präzisen Analyse niederfrequenter Parameter wie Klirrfaktor, Pegel, Frequenzgang sowie Gleichlauf- und Flutter-Effekten. Seine Stärke liegt in der Kombination aus analoger Filtertechnik, extrem verzerrungsarmem Generator und einem unmittelbar interpretierbaren Anzeigeprinzip. Zentral für die THD-Messung ist das klassische Residualverfahren. Das Prüfsignal – in der Regel ein reiner Sinuston – wird dem Prüfling zugeführt. Das Ausgangssignal wird anschließend durch ein hochselektives Notch-Filter geführt, das die Grundfrequenz stark unterdrückt. Die verbleibende Restspannung enthält ausschließlich harmonische Oberwellen sowie breitbandige Störanteile. Diese Restspannung wird präzise verstärkt und als Effektivwert detektiert. Die Qualität eines solchen Systems hängt unmittelbar von der spektralen Reinheit des internen Oszillators und der Dämpfungsgüte des Kerbfilters ab. Der T-100 wurde so ausgelegt, dass die Grundfrequenz mit hoher Unterdrückung eliminiert wird, ohne die spektrale Struktur der Oberwellen zu verfälschen. Besonders im

Bereich kleiner Verzerrungen – unterhalb 0,1 % – entscheidet die Filterselektivität über die untere Messgrenze. Jede Restdurchlasskomponente der Grundwelle würde als scheinbare Verzerrung erscheinen.

Bemerkenswert ist die vollständig automatische Total-Harmonic-Distortion-Messung bei 1 kHz. Anders als bei vielen klassischen analogen Messsystemen ist kein manuelles Nullabgleichen oder Pegelmatching erforderlich. Der Anwender erhält direkt einen ablesbaren Wert in definierten Messbereichen (0,1 %, 0,3 %, 1 %, 3 %). Diese Automatisierung war zur damaligen Zeit technisch anspruchsvoll und reduzierte Bedienfehler erheblich. Das Anzeigeprinzip basiert auf einem elektronisch angesteuerten Bar-Graph-Display ohne mechanische Trägheit. Im Gegensatz zu klassischen Zeigerinstrumenten existieren keine Massenträgheits- oder Überschwingeffekte. Gerade bei Wow-&-Flutter-Messungen oder dynamisch schwankenden Signalen ist dies von Vorteil, da schnelle Änderungen unmittelbar sichtbar werden. Die Anzeige kann zwischen unterschiedlichen Bewertungsarten umgeschaltet werden, etwa VU-ähnlicher Mittelwertanzeige oder DIN-Peak-Detektion. Hinsichtlich der Referenzfrequenz weist der T-100 eine gerätespezifische Besonderheit auf: Die vollautomatische Messung der Gesamtharmonischen (THD) ist auf eine feste Grundfrequenz von 400 Hz ausgelegt. Damit weicht das System von den normativen Bezugspunkten nach DIN 45500 bzw. IEC 60268-3 ab, die für standardisierte Klirrfaktormessungen üblicherweise 1 kHz vorsehen.

Die Wahl von 400 Hz steht im direkten Zusammenhang mit Anwendungen in der magnetischen Aufzeichnungstechnik, wo diese Frequenz traditionell als Referenz für Vollaussteuerungs- und Sättigungsanalysen genutzt wurde. Für den Anwender ergibt sich daraus ein hoher Automatisierungsgrad: Nullabgleich und Pegelmatching entfallen, der THD-Wert wird unmittelbar in definierten Messbereichen (0,1 %, 0,3 %, 1 %, 3 %) ausgegeben. Die Vergleichbarkeit mit 1-kHz-Normmessungen ist jedoch nur eingeschränkt gegeben und erfordert die Berücksichtigung des frequenzabhängigen Klirrspektrums. Die Anzeige erfolgt über ein elektronisch angesteuertes Bar-Graph-Display ohne mechanische Trägheit. Dadurch lassen sich auch dynamische Schwankungen – etwa bei Wow-&-Flutter-Messungen – unmittelbar erfassen. Umschaltbare Bewertungsarten ermöglichen wahlweise mittelwertorientierte oder peakdetektierende Anzeigecharakteristiken.

Konstruktiv spiegelt das Gerät die Ingenieurphilosophie seiner Zeit wider: diskret aufgebaute analoge Verstärkerstufen, sorgfältig selektierte Bauelemente, stabile Referenzspannungen und thermisch kontrollierte Schaltungstopologien. Die Messuntergrenze wird nicht durch Quantisierung begrenzt – wie bei digitalen Systemen –, sondern durch das analoge Eigenrauschen und die Bauteiltoleranzen. Eine sorgfältige Kalibrierung ist daher essenziell, um die spezifizizierte Präzision zu gewährleisten. Im Vergleich zu modernen FFT-basierten Analysatoren besitzt der T-100 keine vollständige Breitbandspektralanalyse in Echtzeit. Seine Stärke liegt in der hochpräzisen Einzeltonanalyse mit selektiver Filtertechnik. Während heutige Systeme spektrale Informationen simultan darstellen, arbeitet der T-100 mit gezielter Frequenzselektion und analoger Residualmessung. Für stationäre Klirranalysen im Mitteltonbereich bleibt dieses Verfahren technisch äußerst präzise und frei von digitalen Artefakten wie Quantisierungsrauschen oder Fensterfehlern.

Historisch betrachtet repräsentiert der Nakamichi T-100 eine Übergangsphase zwischen klassischer analoger Messphilosophie und der später dominierenden digitalen Spektralanalyse. Er steht exemplarisch für eine Zeit, in der höchste Präzision durch ausgefeilte analoge Filtertechnik, stabile Oszillatoren und sorgfältige Schaltungsdimensionierung erreicht wurde. Trotz der technologischen Weiterentwicklung moderner DSP-Systeme besitzt diese Form der selektiven Klirrfaktormessung weiterhin methodische Relevanz, insbesondere für die Bewertung stationärer Nichtlinearitäten unter streng kontrollierten Laborbedingungen.

8.3 Rohde & Schwarz UPD: Universal Audio Analyzer

Der Rohde & Schwarz UPD stellt eine der technisch ausgereiftesten Generationen professioneller Audioanalysatoren dar, die den Übergang von klassischer analoger Messtechnik zu vollständig DSP-gestützter Signalverarbeitung konsequent vollziehen. Bereits die Gerätephilosophie macht deutlich, dass es sich nicht um ein spezialisiertes Einzelmessgerät, sondern um ein universelles Laborinstrument handelt, das analoge und digitale Audio-Signale mit identischer Bedienlogik und einheitlicher Messarchitektur verarbeitet. Im Zentrum des Konzepts steht die vollständige digitale Signalverarbeitung. Analoge Eingangssignale werden nicht unmittelbar durch rein analoge Filterketten ausgewertet, sondern zunächst einer gezielten analogen Vorverarbeitung unterzogen – inklusive Pegelanpassung, optionaler Notch-Filterung und Verstärkung – bevor sie hochauflösend digitalisiert werden. Besonders relevant für die Verzerrungsmessung ist

dabei das beschriebene Verfahren, bei dem die Grundfrequenz mittels Notch-Filter unterdrückt und das verbleibende Restsignal um etwa 30 dB angehoben wird, bevor die eigentliche Digitalisierung erfolgt.



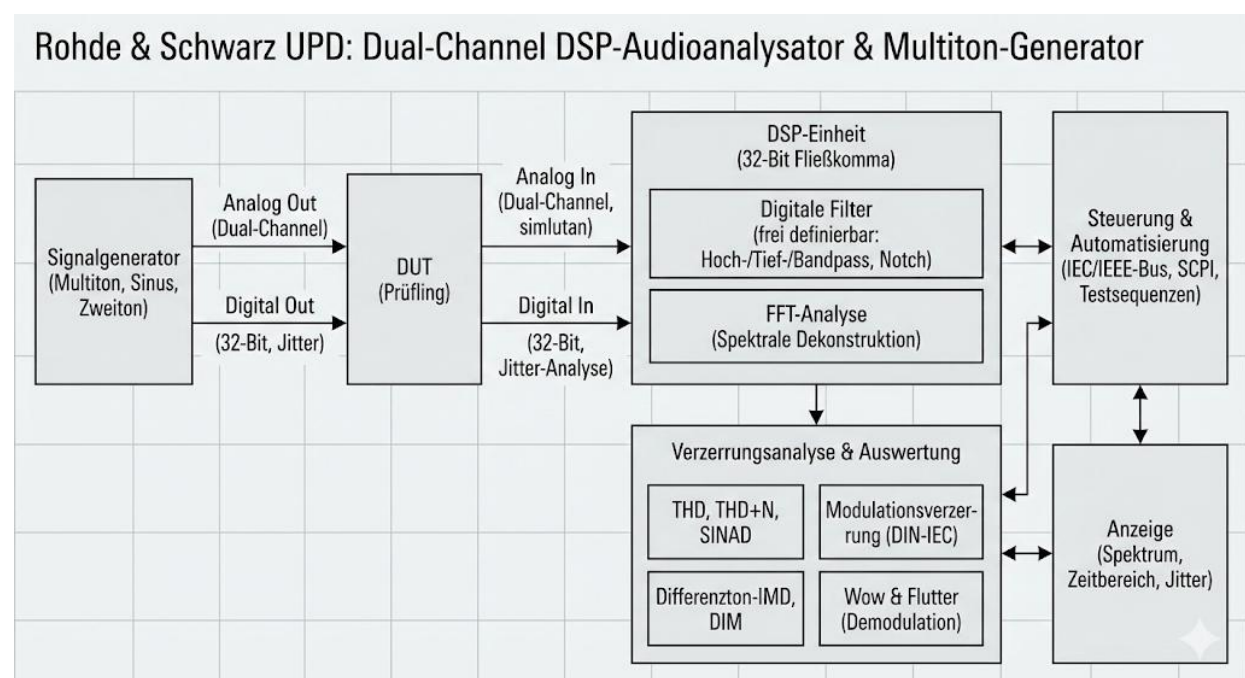
Diese Vorgehensweise erweitert den effektiv nutzbaren Dynamikbereich über die reine ADC-Spezifikation hinaus. In Verbindung mit spektralen Rauschböden unter -140 dB (analog) beziehungsweise -160 dB (digital) ermöglicht das System die Analyse extrem kleiner Verzerrungskomponenten. Für THD- und THD+N-Messungen bedeutet dies, dass selbst Oberwellen im Bereich von -120 dB bis -130 dB reproduzierbar erfasst werden können, ohne durch Quantisierungs- oder Grundwellenreste maskiert zu werden.

Die FFT-Architektur erlaubt wählbare Transformationslängen von 256 bis 16k Punkten sowie Zoom-FFT-Funktionen mit einer effektiven Frequenzauflösung bis hinunter zu $0,02$ Hz. Entscheidend ist hierbei, dass es sich nicht um eine rein grafische Vergrößerung handelt, sondern um eine tatsächliche Erhöhung der spektralen Auflösung durch digitale Vorverarbeitung des Signals. Für die Analyse von Intermodulationsprodukten oder jitterbedingten Seitenbändern eröffnet dies eine Genauigkeit, die mit klassischen analogen Selektivfiltern nicht erreichbar ist.

Ein weiteres zentrales Merkmal ist die echte Dual-Channel-Messung ohne Umschaltvorgänge zwischen Eingängen. Gerade bei Phasen-, Laufzeit- oder Differenzmessungen verhindert dies systematische Fehler durch zeitliche Verschiebung oder Drift. Bei der Untersuchung nichtlinearer Verzerrungen in Stereo-Systemen – etwa

Kanalgleichlauf, Übersprechen oder Differenzklirr – stellt dies einen signifikanten Vorteil dar. Die Generatorsektion ist in vergleichbarer Weise leistungsfähig. Neben hochreinen Sinus- und Zweiton-Signalen sind Multiton-Signale mit bis zu mehreren tausend Frequenzkomponenten möglich. Damit lassen sich komplexe spektrale Belastungsszenarien simulieren, die reale Musiksingnale besser approximieren als Einzeltonmessungen. Für die Untersuchung nichtlinearer Übertragungskennlinien ist diese Mehrtonanregung essenziell, da Intermodulationsprodukte über das gesamte Frequenzspektrum hinweg entstehen können.

Hervorzuheben ist die durchgängige Implementierung digitaler Filter mit 32-Bit-Fließkomma-Signalprozessoren. Dies gewährleistet eine hohe numerische Stabilität selbst bei steilen Filterflanken oder extrem hohen Stopbanddämpfungen. Die Filterarchitektur erlaubt frei definierbare Hoch-, Tief-, Bandpass-, Bandsperre- und Notch-Charakteristiken mit präzise kontrollierbaren Parametern. Für die selektive Messung einzelner Oberwellen oder Intermodulationsprodukte können so mathematisch exakt normkonforme Bewertungsfiler implementiert werden. Im Bereich der Verzerrungsmessung deckt das Gerät ein außergewöhnlich breites Spektrum ab: THD, THD+N, SINAD, Modulationsverzerrung nach DIN-IEC 268-3, Differenzton-Intermodulation, Dynamic Intermodulation (DIM) sowie Wow-&-Flutter-Analysen mit spektraler Demodulationsdarstellung. Dabei werden Intermodulationsprodukte selektiv gemäß mathematischer Definition der jeweiligen Norm ausgewertet, wodurch benachbarte Spektralkomponenten nicht ungewollt in das Messergebnis einfließen.



Für digitale Audio-Schnittstellen bietet der UPD programmierbare serielle und parallele Interfaces mit Wortlängen bis 32 Bit sowie integrierte Jitter-Analyse. Die Möglichkeit, Jitter sowohl im Zeit- als auch im Frequenzbereich darzustellen, erweitert die klassische Verzerrungsanalyse um zeitliche Taktmodulationseffekte, die insbesondere bei hochauflösenden Wandlern relevant sind. Auch unter produktionstechnischen Gesichtspunkten ist das System ausgelegt: automatische Testsequenzen, IEC/IEEE-Bus-Anbindung (SCPI-kompatibel) sowie integrierte Programmierung ermöglichen den Einsatz in Fertigungslinien mit hoher Messgeschwindigkeit. Die digitale Testarchitektur passt Integrationszeiten automatisch an das Eingangssignal an, wodurch sowohl schnelle Sweeps als auch hochpräzise Einzelmessungen möglich sind. Im direkten Vergleich zu rein analogen Klirrfaktormessgeräten markiert der Rohde & Schwarz UPD eine andere Messphilosophie. Während analoge Systeme mit selektiven Kerbfiltern eine sehr saubere Einzeltonanalyse liefern, ermöglicht der UPD eine vollständige spektrale Dekonstruktion komplexer Signale bei gleichzeitig extrem hoher Dynamik. Die Kombination aus analoger Vorverarbeitung und digitaler Analyse schafft einen erweiterten Dynamikbereich, der sowohl zukünftige Wandlergenerationen als auch sehr niedrig verzerrende High-End-Schaltungen messtechnisch zugänglich macht.

Damit repräsentiert der UPD nicht nur ein Universalgerät für analoge und digitale Schnittstellen, sondern einen methodischen Wendepunkt in der Audiomesstechnik: Nicht mehr das einzelne Messprinzip steht im Vordergrund, sondern die flexible, normkonforme, digital rekonfigurierbare Analyse sämtlicher relevanter nichtlinearer Verzerrungsphänomene im professionellen Laborumfeld.

8.4 Audio Precision System Two / AP2700: Digitaler Referenz

Mit dem Audio Precision System Two und insbesondere der AP2700-Serie wurde die digitale Audiomesstechnik auf ein Niveau gehoben, das über viele Jahre als Referenzstandard in Entwicklungsabteilungen, Forschungsinstituten und High-End-Laboren galt. Während analoge Klirrfaktormessgeräte auf selektive Filterverfahren beschränkt sind und frühe digitale Analyzer noch durch begrenzte Dynamik und Rechenleistung eingeschränkt waren, vereint die AP2700-Plattform hochauflösende Wandlertechnik, präzise analoge Frontends und leistungsfähige digitale Signalverarbeitung in einem vollständig integrierten Messsystem. Konstruktiv ist das System als modulare Plattform ausgelegt. Analoge Ein- und Ausgänge mit extrem niedrigem Eigenrauschen und sehr geringer Restverzerrung bilden die Grundlage.

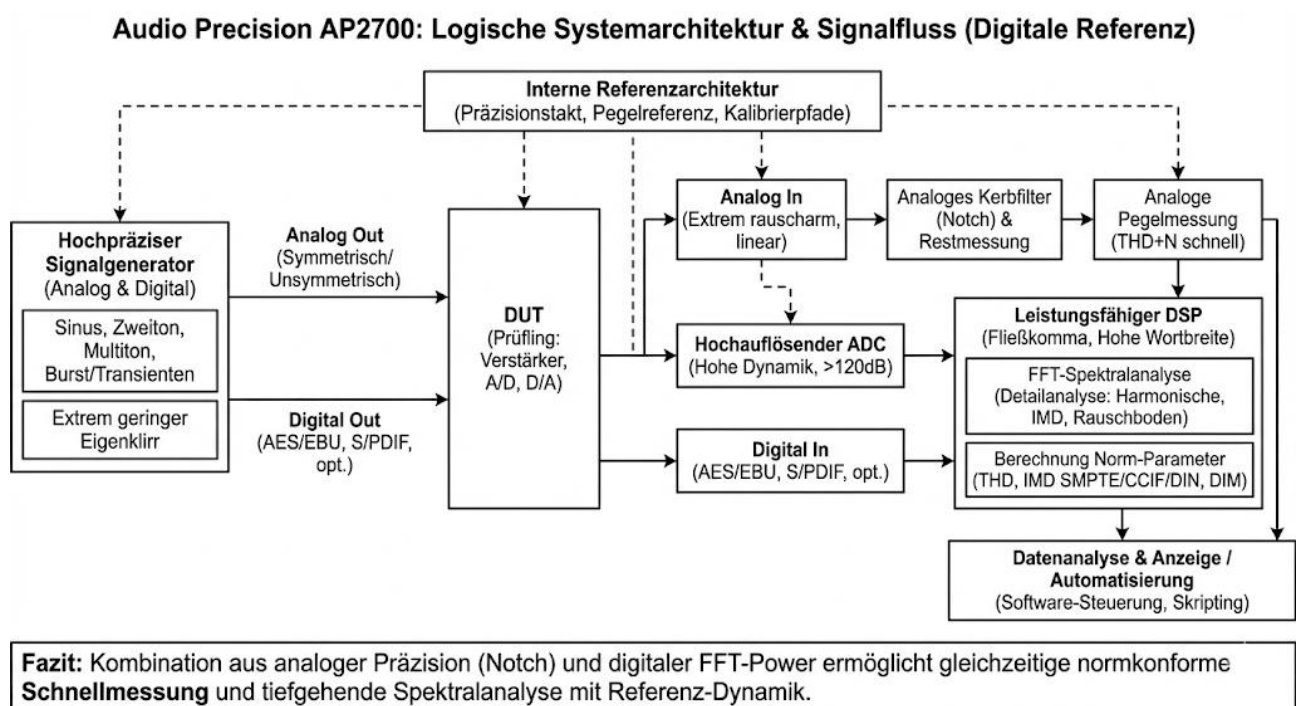
Ergänzt werden sie durch digitale Schnittstellen für AES/EBU, S/PDIF sowie optionale Formate, wodurch sowohl klassische analoge Verstärker als auch moderne D/A- und A/D-Wandler unter identischen Rahmenbedingungen geprüft werden können. Entscheidend ist dabei die interne Referenzarchitektur: Takt, Pegelreferenzen und Kalibrierpfade sind so ausgelegt, dass sowohl absolute Genauigkeit als auch Langzeitstabilität gewährleistet werden.



Im Bereich der nichtlinearen Verzerrungsmessung zeichnet sich die AP2700-Serie durch eine Kombination aus extrem niedrigem analogen Residualklirr und sehr hohem effektivem Dynamikbereich aus. Die Restverzerrung des Analysators selbst liegt deutlich unter den Verzerrungswerten typischer High-End-Geräte. Dadurch wird vermieden, dass das Messsystem selbst zum limitierenden Faktor wird. Die FFT-Analyse arbeitet mit hoher Wortbreite und interner Fließkommaarithmetik, wodurch selbst Spektralanteile im Bereich von -120 dB bis -140 dB reproduzierbar darstellbar sind – vorausgesetzt, der Prüfling liegt innerhalb dieses Bereichs. Ein wesentliches Merkmal ist die simultane Integration von klassischer Residualmessung (Notch-Filter-Prinzip) und breitbandiger FFT-Spektralanalyse. Während die Notch-Messung eine schnelle und normkonforme THD- oder THD+N-Bestimmung erlaubt, liefert die FFT eine vollständige spektrale Darstellung aller Harmonischen, Intermodulationsprodukte und Rauschanteile. Diese Dualität ermöglicht es, Verzerrungen nicht nur quantitativ zu erfassen, sondern qualitativ zu analysieren. Beispielsweise kann ein identischer THD-Wert unterschiedliche spektrale Verteilungen aufweisen, was in der FFT-Darstellung unmittelbar sichtbar wird.

Die Generatorsektion ist ebenso präzise ausgeführt. Sinus-, Zweiton- und Multitonsignale werden mit sehr geringem Eigenklirr erzeugt, sodass die spektrale Reinheit des Testsignals die Messung nicht verfälscht. Besonders bei Intermodulations- oder CCIF-

Tests ist dies entscheidend, da Generatorartefakte sonst fälschlich dem Prüfling zugeschrieben würden. Multiton-Signale mit definierter spektraler Verteilung ermöglichen darüber hinaus realitätsnahe Belastungstests komplexer Audioverstärker und Wandler. Für die Untersuchung dynamischer Nichtlinearitäten wie TIM oder DIM bietet das System präzise steuerbare Burst- und Transientenfunktionen. In Verbindung mit hochauflösender FFT-Analyse können Seitenbandstrukturen, Modulationsprodukte und hochfrequente Artefakte sichtbar gemacht werden, die in reinen Sinus-THD-Messungen verborgen bleiben. Damit eignet sich das AP2700 nicht nur für stationäre Kennlinienanalyse, sondern auch für zeitkritische Großsignaluntersuchungen.



Ein weiterer wesentlicher Aspekt ist die softwaregestützte Automatisierung. Die Messabläufe sind skriptfähig und reproduzierbar dokumentierbar. Für Entwicklungsumgebungen bedeutet dies, dass Messreihen, Grenzwertüberwachung und Produktionsprüfungen unter identischen Parametern durchgeführt werden können. Gerade bei sehr niedrigen Verzerrungswerten ist die Reproduzierbarkeit der Messbedingungen – einschließlich Bandbreite, Fensterfunktion, Averaging und Integrationszeit – entscheidend. Im Vergleich zu klassischen analogen Analysatoren bietet die AP2700-Plattform eine deutlich höhere Informationsdichte. Während analoge Filtergeräte primär einen Zahlenwert liefern, ermöglicht die digitale Referenzplattform eine vollständige spektrale, statistische und zeitliche Analyse. Gleichzeitig bleibt die

Messphilosophie normkonform: THD, THD+N, IMD nach SMPTE, CCIF oder DIN können exakt gemäß internationaler Standards berechnet werden.

Die Bezeichnung „digitale Referenz“ ist in diesem Zusammenhang nicht als Marketingbegriff zu verstehen, sondern als Beschreibung der Rolle, die das System über Jahre hinweg in der Audiobranche einnahm. Viele veröffentlichte Spezifikationen von Verstärkern, D/A-Wandlern oder professionellen Audiointerfaces wurden mit Audio Precision-Systemen ermittelt. Dadurch entstand faktisch ein industrieweiter Referenzrahmen, in dem Messergebnisse vergleichbar wurden.

8.5 Keysight U8903B Analyzer: Moderne DSP-basierte Audiomesstechnik

Der Keysight U8903B Performance Audio Analyzer repräsentiert eine aktuelle Generation vollständig DSP-basierter Audiomesstechnik, bei der analoge Präzisionsfrontend-Architektur mit hochauflösender digitaler Signalverarbeitung in einer kompakten Laborplattform verschmolzen ist. Im Gegensatz zu klassischen analogen Klirranalysatoren oder hybriden Übergangssystemen ist die gesamte Messphilosophie des U8903B konsequent auf digitale Spektralanalyse, hohe Dynamikreserven und flexible Normimplementierung ausgelegt.



Im Zentrum des Systems stehen hochlineare analoge Eingangsstufen mit sehr geringem Eigenrauschen und minimaler Restverzerrung, gefolgt von hochauflösenden A/D-Wandlern mit großem Dynamikbereich. Die interne Signalverarbeitung erfolgt vollständig digital, typischerweise mit 32-Bit-Fließkommaarithmetik, wodurch numerische Rundungsfehler selbst bei extrem kleinen Signalanteilen vernachlässigbar werden. Für die Analyse nichtlinearer Verzerrungen bedeutet dies, dass Spektralkomponenten weit unter -100 dB mit hoher Reproduzierbarkeit erfasst werden können, ohne dass das Messsystem selbst dominierend wird.

Ein wesentliches Merkmal moderner DSP-basierter Analysatoren wie dem U8903B ist die simultane Verfügbarkeit mehrerer Analyseverfahren. Klassische THD- und THD+N-Messungen können sowohl über digitale Notch-Filter als auch über FFT-basierte Spektralsummation durchgeführt werden. Während die Notch-Variante eine schnelle, normkonforme Restmessung ermöglicht, erlaubt die FFT-Analyse die vollständige Zerlegung des Signals in einzelne Harmonische und Intermodulationsprodukte. Diese parallele Architektur erlaubt eine direkte Verifikation von Messwerten und minimiert methodische Unsicherheiten.

Der spektrale Dynamikbereich ist entscheidend für die Bewertung sehr kleiner Verzerrungen. In einem modernen DSP-System wird der effektive Rauschboden nicht nur durch die ADC-Auflösung bestimmt, sondern durch das Zusammenspiel aus analogem Frontend, Referenzstabilität, interner Taktarchitektur und digitalem Averaging. Durch Mittelwertbildung mehrerer FFT-Frames kann das zufällige Rauschen weiter abgesenkt werden, wodurch die Detektionsgrenze für deterministische Verzerrungskomponenten sinkt. Für Entwicklungsumgebungen im High-End-Audiobereich ist dies von zentraler Bedeutung, da Verzerrungswerte im Bereich von $0,001$ % (-100 dB) und darunter reproduzierbar nachgewiesen werden müssen.

Die Generatorsektion des U8903B ist ebenso auf geringe Eigenverzerrung und hohe spektrale Reinheit ausgelegt. Neben Sinus-, Zweiton- und Multitonsignalen stehen modulierte Signale, Burst-Tests und Sweeps zur Verfügung. Multitonmessungen sind insbesondere für die Bewertung nichtlinearer Übertragungscharakteristiken bei realitätsnaher Belastung relevant, da sie simultane Intermodulationsprodukte über das gesamte Audioband hinweg sichtbar machen. Während Einzelton-THD-Messungen primär stationäre Nichtlinearität erfassen, erlaubt die Mehrtonanalyse eine Bewertung komplexer Mischprozesse.

Ein weiterer Vorteil moderner DSP-Architekturen liegt in der Flexibilität normativer Implementierungen. Bewertungsfilter wie A-Weighting, CCIR- oder DIN-Filter werden nicht durch physikalische RC-Glieder realisiert, sondern digital mit exakt definierter Übertragungsfunktion. Dadurch lassen sich Grenzfrequenzen, Flankensteilheiten und Integrationsbandbreiten präzise reproduzieren und dokumentieren. Für internationale Vergleichbarkeit ist diese digitale Reproduzierbarkeit ein erheblicher Vorteil gegenüber rein analogen Filterketten mit Bauteiltoleranzen.

Im Bereich digitaler Audioschnittstellen integriert der U8903B umfangreiche I/O-Funktionen, wodurch auch D/A- und A/D-Wandler direkt analysiert werden können. Jitter-Analyse, Bit-Fehler-Tests und digitale Pegelmessungen erweitern die klassische Verzerrungsanalyse um zeitliche und taktbezogene Parameter. Gerade bei hochauflösenden 24-Bit-Systemen wird deutlich, dass nicht nur harmonische Verzerrung, sondern auch Taktstabilität und Quantisierungsartefakte relevant sind.

Im Vergleich zu früheren analogen Klirrfaktormessgeräten zeigt sich ein paradigmatischer Unterschied: Während analoge Geräte auf selektive Unterdrückung der Grundwelle und Messung eines Summenrestes angewiesen waren, erlaubt die DSP-basierte Plattform eine vollständige spektrale Transparenz. Jede Harmonische, jedes Seitenband und jede Störlinie kann einzeln identifiziert und quantifiziert werden. Dadurch wird die Interpretation nichtlinearer Verzerrungen nicht nur präziser, sondern auch differenzierter.

8.6 Vergleich: Analoge Filtertechnik vs. FFT-basierte

Der fundamentale Unterschied zwischen klassischer analoger Filtertechnik und moderner FFT-basierter Analyse liegt nicht lediglich in der Implementierung, sondern im zugrunde liegenden Messparadigma. Während analoge Systeme die Grundfrequenz physikalisch unterdrücken und die verbleibende Restenergie als Summengröße erfassen, zerlegen FFT-basierte Systeme das gesamte Signal mathematisch in seine spektralen Komponenten. Beide Ansätze beruhen auf denselben physikalischen Zusammenhängen nichtlinearer Signalverarbeitung, führen jedoch zu unterschiedlichen methodischen Eigenschaften und systematischen Grenzen.

Die analoge Filtertechnik – typischerweise realisiert als hochselektives Kerbfilter – arbeitet im Zeitkontinuum. Das Prüfsignal wird kontinuierlich verarbeitet, die Grundwelle mit hoher Dämpfung entfernt und die Restspannung breitbandig verstärkt. Der

gemessene THD-Wert ergibt sich aus dem Verhältnis von Rest-Effektivwert zur Grundwelle. Formal entspricht dies:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{U_1}$$

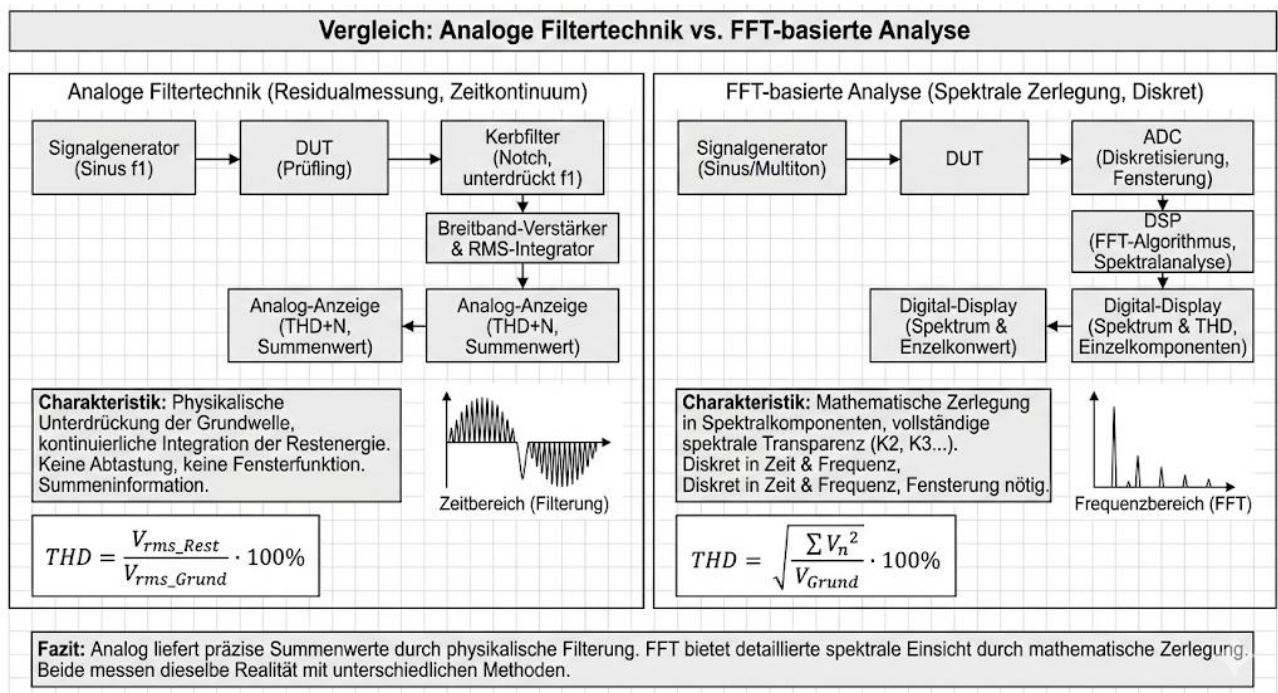
In analogen Residualsystemen wird diese Summation nicht explizit berechnet, sondern implizit durch Integration der verbleibenden Energie realisiert. Der entscheidende Vorteil liegt in der unmittelbaren Signalverarbeitung ohne Quantisierung. Es existieren keine Abtastartefakte, keine Fensterfehler und kein diskreter Frequenzraster. Die Messbandbreite ist durch analoge Filter definiert und kontinuierlich.

Demgegenüber steht die FFT-basierte Messtechnik, bei der das Signal zunächst diskretisiert wird. Das kontinuierliche Zeitsignal $u(t)$ wird in eine Folge $u[n]$ überführt, worauf die diskrete Fourier-Transformation angewendet wird:

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} u[n] e^{-j2\pi kn/N}$$

Die spektrale Darstellung ist damit diskret in Frequenz und Amplitude. THD wird numerisch aus den einzelnen Harmonischen berechnet. Der Vorteil liegt in der vollständigen Transparenz: Jede einzelne Oberwelle ist isoliert sichtbar, Intermodulationsprodukte erscheinen als eigenständige Linien, und Rauschanteile können frequenzselektiv bewertet werden.

Die methodischen Unterschiede werden insbesondere im Bereich sehr kleiner Verzerrungen relevant. Analoge Systeme sind primär durch Eigenrauschen, Bauteiltoleranzen und die Güte des Notch-Filters limitiert. Die spektrale Unterdrückung der Grundfrequenz bestimmt die untere Messgrenze. Digitale Systeme hingegen werden durch Quantisierungsrauschen, ADC-Linearität, Taktjitter und numerische Rundungsfehler begrenzt. Ein wesentlicher Unterschied besteht in der Dynamikverteilung. Analoge Residualmessungen profitieren davon, dass die Grundwelle physikalisch entfernt wird, bevor die Restspannung verstärkt wird. Dadurch kann der effektive Dynamikbereich des Systems erhöht werden. FFT-Systeme müssen hingegen die volle Amplitude der Grundwelle digitalisieren. Erst nach der Transformation wird sie rechnerisch ausgeblendet. Die erforderliche ADC-Dynamik ist somit höher, insbesondere bei sehr kleinen Verzerrungswerten.



Ein weiterer Aspekt ist die Frequenzselektivität. Analoge Notch-Systeme sind typischerweise auf eine einzelne Frequenz optimiert, meist 1 kHz. Für andere Frequenzen ist eine erneute Filterabstimmung erforderlich. FFT-Systeme dagegen analysieren das gesamte Band simultan. Ein einzelner Messdurchlauf liefert vollständige spektrale Information von wenigen Hertz bis zur halben Abtastrate. Für Entwicklungsumgebungen mit komplexen Mehrton-Anregungen oder breitbandiger Intermodulation ist dies ein entscheidender Vorteil. Fensterfunktionen und spektrale Leakage stellen jedoch eine inhärente Besonderheit der FFT dar. Wenn das Signal nicht exakt periodisch im Analysefenster liegt, verteilt sich Energie auf benachbarte Frequenzbins. Dies kann bei sehr kleinen Harmonischen die Messgenauigkeit beeinflussen. Analoge Systeme kennen dieses Problem nicht, da sie kontinuierlich arbeiten und keine diskrete Fensterung vornehmen.

In der praktischen Anwendung unterscheiden sich beide Ansätze auch hinsichtlich Interpretationsfähigkeit. Ein analoger THD-Wert liefert eine hochpräzise Summeninformation, jedoch ohne unmittelbare spektrale Differenzierung. Eine FFT-Analyse hingegen zeigt sofort, ob die Verzerrung primär aus K2, K3 oder höheren Komponenten besteht. Gerade in der psychoakustischen Bewertung ist diese spektrale Struktur entscheidend. Für sehr schnelle Produktionsmessungen besitzen analoge Residualverfahren weiterhin Vorteile hinsichtlich Integrationszeit und Bedienkomplexität.

Für Forschungs- und Entwicklungsaufgaben mit detaillierter Spektralanalyse sind FFT-Systeme überlegen.

Aus wissenschaftlicher Sicht ist keine der beiden Methoden grundsätzlich „richtiger“. Beide messen dieselbe physikalische Realität nichtlinearer Verzerrungen, jedoch mit unterschiedlichen mathematischen und technischen Mitteln. Der analoge Ansatz ist energieintegrativ und kontinuierlich, der FFT-Ansatz spektral-distributiv und diskret.

In modernen Hochleistungs-Audiolaboren koexistieren beide Prinzipien häufig innerhalb eines Systems. Digitale Analyzer implementieren virtuelle Notch-Filter zur klassischen THD-Messung und gleichzeitig FFT-Module zur spektralen Analyse. Der methodische Gegensatz wird damit zunehmend zu einer Frage der Implementierungsstrategie und weniger zu einer grundsätzlichen Systementscheidung.

Im Kontext nichtlinearer Verzerrungsanalyse lässt sich zusammenfassen: Analoge Filtertechnik bietet unmittelbare, hochpräzise Restmessung mit physikalischer Signalverarbeitung, während FFT-basierte Systeme maximale spektrale Transparenz, Flexibilität und Dynamikreserven liefern. Die Wahl des Verfahrens bestimmt nicht die Existenz der Verzerrung, sondern die Art und Tiefe ihrer Darstellung.

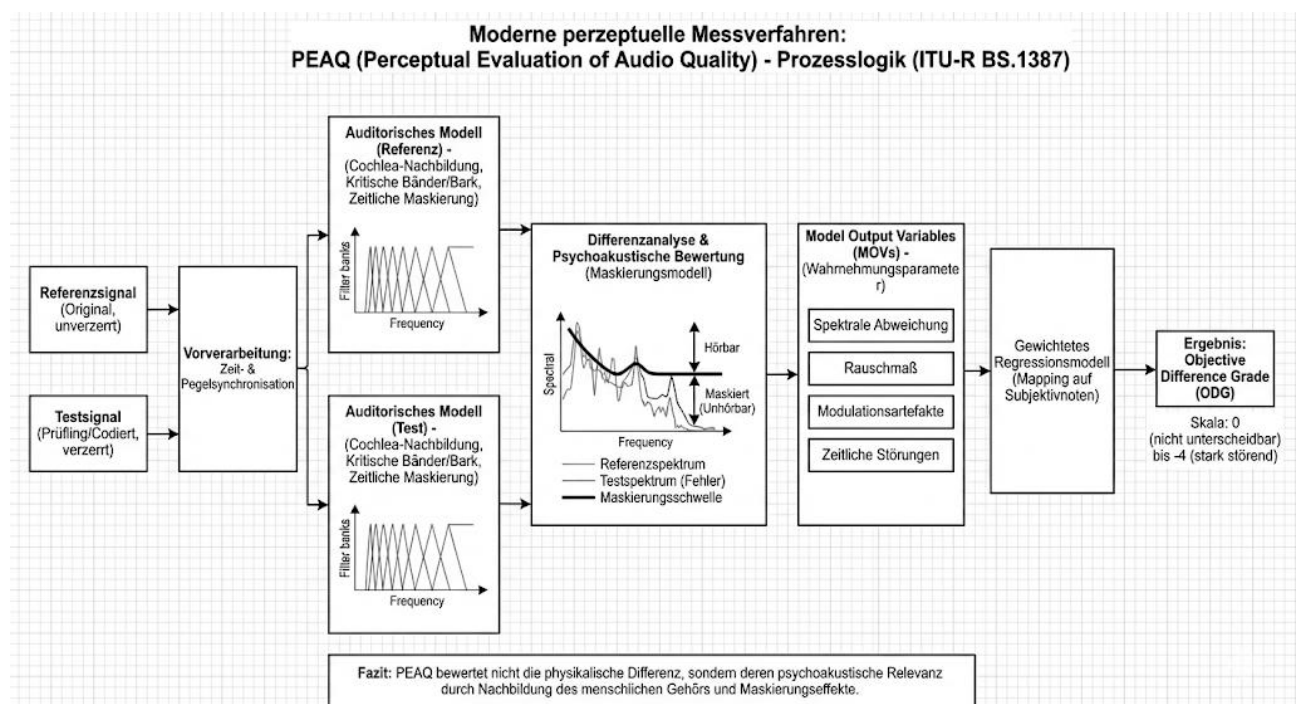
8.7 Moderne perzeptuelle Messverfahren: PEAQ

Mit der zunehmenden Reduktion klassischer Verzerrungskennwerte wie THD oder IMD in moderne Audiogeräten wurde deutlich, dass rein energetische Messgrößen die subjektiv empfundene Klangqualität nur unzureichend abbilden. Geräte mit nahezu identischen Verzerrungs- und Rauschwerten konnten in Hörversuchen dennoch unterschiedlich bewertet werden. Diese Diskrepanz führte zur Entwicklung perzeptueller Messverfahren, deren Ziel nicht die physikalische, sondern die wahrnehmungsbezogene Bewertung von Audiosignalen ist. Eines der bedeutendsten standardisierten Verfahren dieser Klasse ist PEAQ – Perceptual Evaluation of Audio Quality.

PEAQ wurde innerhalb der International Telecommunication Union als objektives Messverfahren zur Bewertung wahrgenommener Audioqualität normiert (ITU-R BS.1387). Grundprinzip ist nicht die isolierte Analyse eines Gerätes, sondern der Vergleich zwischen einem Referenzsignal und einem durch ein System übertragenen oder codierten Testsignal. Das Verfahren modelliert dabei zentrale Eigenschaften des menschlichen Gehörs und quantifiziert, in welchem Ausmaß wahrnehmbare Abweichungen entstehen.

Die Signalverarbeitung erfolgt mehrstufig. Zunächst werden Referenz- und Testsignal zeitlich und pegelmäßig synchronisiert, um systematische Vergleichsfehler zu vermeiden. Anschließend erfolgt die Transformation in ein auditorisches Modell. Dieses bildet die frequenzabhängige Auflösung der Cochlea nach, typischerweise über kritische Bänder oder Bark-Skalierung. Dadurch wird das physikalische Spektrum in eine wahrnehmungsäquivalente Darstellung überführt.

Innerhalb dieses auditorischen Spektrums analysiert PEAQ verschiedene wahrnehmungsrelevante Störkomponenten. Dazu zählen spektrale Verzerrungen, nichtlineare Artefakte, Rauschanteile, Modulationseffekte sowie zeitliche Maskierungsphänomene. Ein zentrales Konzept ist dabei die Maskierungsschwelle: Signalanteile unterhalb dieser Schwelle gelten als psychoakustisch unhörbar und gehen nur reduziert in die Qualitätsbewertung ein. Verzerrungen oberhalb der Maskierung werden hingegen stark gewichtet.



Die einzelnen Störparameter werden zu sogenannten Model Output Variables zusammengefasst. Diese beschreiben unterschiedliche Dimensionen wahrnehmbarer Qualitätsminderung, etwa tonale Störungen, breitbandiges Rauschen oder zeitliche Artefakte. Über ein gewichtetes Regressionsmodell wird daraus ein Gesamtqualitätswert berechnet, der als Objective Difference Grade (ODG) ausgegeben wird. Diese Skala

korreliert mit subjektiven Hörtests und reicht typischerweise von 0 (keine wahrnehmbare Beeinträchtigung) bis etwa -4 (stark störende Degradation).

Ein wesentlicher Unterschied zu klassischen Verzerrungsmessungen liegt darin, dass PEAQ nicht zwischen harmonischen, intermodulativen oder rauschförmigen Störungen im physikalischen Sinn unterscheidet, sondern deren wahrnehmungsbezogene Wirkung bewertet. Ein spektral messbarer Fehler kann demnach unkritisch sein, wenn er maskiert wird, während ein energetisch kleiner, aber unmaskierter Artefakt stark in die Bewertung eingeht.

Technisch existieren zwei Implementierungsstufen: das Basic Model mit reduzierter Rechenkomplexität sowie das Advanced Model mit höherer spektraler und zeitlicher Auflösung. Letzteres wird primär in Forschung und Codec-Entwicklung eingesetzt, während das Basic Model für industrielle Routinebewertungen konzipiert ist.

Anwendungsseitig wurde PEAQ ursprünglich zur Bewertung verlustbehafteter Audiocodiervorgänge entwickelt, etwa bei datenreduzierten Rundfunk- oder Streamingformaten. Darüber hinaus findet das Verfahren Anwendung bei der Beurteilung digitaler Signalverarbeitung, Rauschunterdrückung, Dynamikkompression oder Übertragungstrecken. Überall dort, wo klassische Messgrößen keine ausreichende Korrelation zur Hörwahrnehmung liefern, ermöglicht die perzeptuelle Analyse eine differenziertere Qualitätsaussage.

Im Kontext der Verzerrungsmessung markiert PEAQ einen methodischen Paradigmenwechsel. Während analoge Residualverfahren und FFT-Analysen die physikalische Signalabweichung quantifizieren, bewertet PEAQ deren psychoakustische Relevanz. Die Messgröße ist somit nicht mehr der Klirrfaktor oder das Spektrum, sondern die wahrgenommene Differenz zum Originalsignal.

8.8 Alternative Metriken: GedLee-Metrik und Noise-to-Mask Ratio (NMR)

Mit der Weiterentwicklung audientechnischer Systeme und der zunehmenden Reduktion klassischer Verzerrungskennwerte wurde deutlich, dass integrale Größen wie THD oder THD+N nur begrenzt mit der subjektiven Klangwahrnehmung korrelieren. Selbst perzeptuelle Gesamtmetriken wie PEAQ liefern primär eine globale Qualitätsbewertung, ohne spezifisch auf die Wahrnehmbarkeit nichtlinearer Verzerrungen einzugehen. Vor diesem Hintergrund wurden alternative Bewertungsansätze entwickelt, die gezielt die

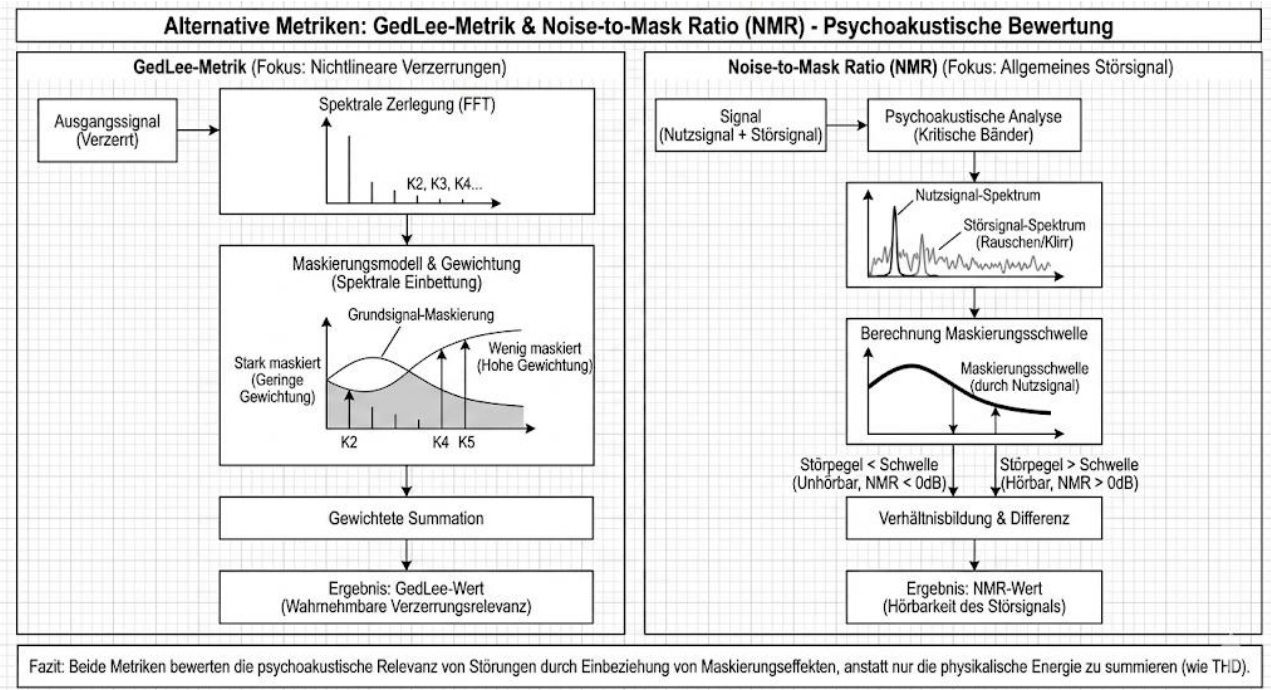
psychoakustische Relevanz einzelner Störkomponenten modellieren. Zwei bedeutende Vertreter dieser Klasse sind die GedLee-Metrik sowie die Noise-to-Mask Ratio (NMR).

Die GedLee-Metrik – entwickelt im Kontext nichtlinearer Lautsprecher- und Verstärkeranalyse – basiert auf der grundlegenden Annahme, dass nicht jede Verzerrung gleicher Ordnung oder Amplitude gleich wahrgenommen wird. Entscheidend ist vielmehr die spektrale Einbettung der Verzerrungsprodukte in Relation zum Nutzsignal. Während klassische THD-Messungen sämtliche Harmonischen energetisch summieren, gewichtet die GedLee-Metrik Verzerrungskomponenten gemäß ihrer psychoakustischen Maskierbarkeit.

Methodisch erfolgt zunächst eine spektrale Zerlegung des Ausgangssignals. Anschließend werden die einzelnen Verzerrungsprodukte nicht isoliert bewertet, sondern in Bezug zur spektralen Energieverteilung des Grundsignals gesetzt. Harmonische, die innerhalb stark maskierter Frequenzbereiche liegen, erhalten eine geringere Gewichtung. Unmaskierte oder in spektral exponierten Bereichen liegende Komponenten werden hingegen stärker berücksichtigt. Daraus resultiert eine Metrik, die nicht die absolute Verzerrungsenergie beschreibt, sondern deren wahrnehmbare Relevanz.

Ein zentrales Ergebnis dieser Betrachtungsweise ist, dass Verzerrungen höherer Ordnung trotz geringer Amplitude oft kritischer bewertet werden als dominante niedrigordentliche Harmonische. Dies korrespondiert mit psychoakustischen Erkenntnissen zur spektralen Rauigkeit und zur geringeren Maskierung hochfrequenter oder inharmonischer Komponenten. Die GedLee-Metrik eignet sich daher insbesondere zur Bewertung komplexer nichtlinearer Systeme wie Lautsprecher, bei denen klassische THD-Angaben nur eingeschränkte Aussagekraft besitzen.

Die Noise-to-Mask Ratio verfolgt einen verwandten, jedoch allgemeiner gefassten Ansatz. Sie entstammt primär der Audiocodierungs- und Datenreduktionsforschung und beschreibt das Verhältnis zwischen Störsignalpegel und psychoakustischer Maskierungsschwelle. Formal wird dabei für jedes kritische Frequenzband bestimmt, wie weit ein Störanteil oberhalb oder unterhalb der lokalen Maskierungsschwelle liegt.



Liegt ein Störsignal unterhalb der Maskierungsschwelle, gilt es als psychoakustisch unhörbar und trägt nicht zur wahrgenommenen Qualitätsminderung bei. Überschreitet es die Schwelle, steigt seine Wahrnehmbarkeit proportional zur Pegeldifferenz. Die NMR ist somit keine absolute Verzerrungsgröße, sondern eine wahrnehmungsgewichtete Differenzmetrik. Sie erlaubt eine frequenzselektive Bewertung und macht sichtbar, in welchen Spektralbereichen Störungen tatsächlich hörrelevant werden.

In der praktischen Anwendung wird die NMR häufig bandweise integriert, um eine Gesamtbewertung zu erzeugen. Gleichzeitig erlaubt die spektrale Auflösung eine gezielte Optimierung technischer Systeme. In Audiocodern etwa wird das Quantisierungsrauschen so verteilt, dass es möglichst vollständig unterhalb der Maskierungsschwelle verbleibt. Ähnliche Ansätze lassen sich auf nichtlineare Verzerrungen übertragen, insbesondere bei Mehrton- oder Musiksignalanalyse.

Im direkten Vergleich unterscheiden sich beide Metriken in ihrer Schwerpunktsetzung. Die GedLee-Metrik ist primär auf nichtlineare Verzerrungen und deren harmonische Struktur fokussiert, während die Noise-to-Mask Ratio allgemeiner jede Form von Störsignal – harmonisch, intermodulativ oder rauschförmig – im Kontext psychoakustischer Maskierung bewertet. Beide Verfahren teilen jedoch die grundlegende Abkehr von rein energetischen Summenkennwerten hin zu wahrnehmungsbezogenen Bewertungsmodellen.

Im Kontext moderner Audiomesstechnik stellen diese alternativen Metriken eine wichtige Ergänzung dar. Sie schließen die Lücke zwischen physikalischer Verzerrungsmessung und subjektiver Hörwahrnehmung, insbesondere in einem Qualitätsbereich, in dem klassische Klirrwerte bereits weit unterhalb offensichtlicher Hörschwellen liegen. Damit ermöglichen sie eine differenziertere Beurteilung nichtlinearer Artefakte und tragen zu einer realitätsnäheren Bewertung komplexer Audiosysteme bei.

9. Psychoakustische Auswirkungen nichtlinearer Verzerrungen

Die physikalische Existenz nichtlinearer Verzerrungen lässt sich messtechnisch eindeutig quantifizieren. Ihre psychoakustische Relevanz hingegen ist kein unmittelbarer Reflex des gemessenen Klirrfaktors, sondern das Resultat komplexer auditorischer und kognitiver Prozesse. Zwischen spektraler Abweichung und wahrgenommener Klangveränderung liegt eine mehrstufige Verarbeitungskette, in der Maskierung, frequenzabhängige Empfindlichkeit, zeitliche Integration sowie Erwartungshaltungen eine entscheidende Rolle spielen. Nichtlineare Verzerrungen sind daher nicht allein als technische Artefakte zu verstehen, sondern als Stimuli, die innerhalb eines hochgradig nichtlinearen biologischen Systems interpretiert werden.

Grundsätzlich erzeugen nichtlineare Systeme harmonische und intermodulative Zusatzkomponenten, die im Originalsignal nicht enthalten sind. Psychoakustisch relevant ist jedoch nicht ihre absolute Energie, sondern ihre Einbettung in die spektrale und zeitliche Struktur des Nutzsignals. Das Gehör analysiert Schall nicht als globales Spektrum, sondern bandweise innerhalb sogenannter kritischer Bänder. Verzerrungsprodukte, die innerhalb derselben auditiven Filter liegen wie dominante Signalanteile, können maskiert werden; solche außerhalb dieser Maskierungsbereiche treten deutlich hervor. Daraus ergibt sich, dass identische Verzerrungswerte bei unterschiedlichen Signalen zu völlig unterschiedlichen Wahrnehmungseffekten führen können.

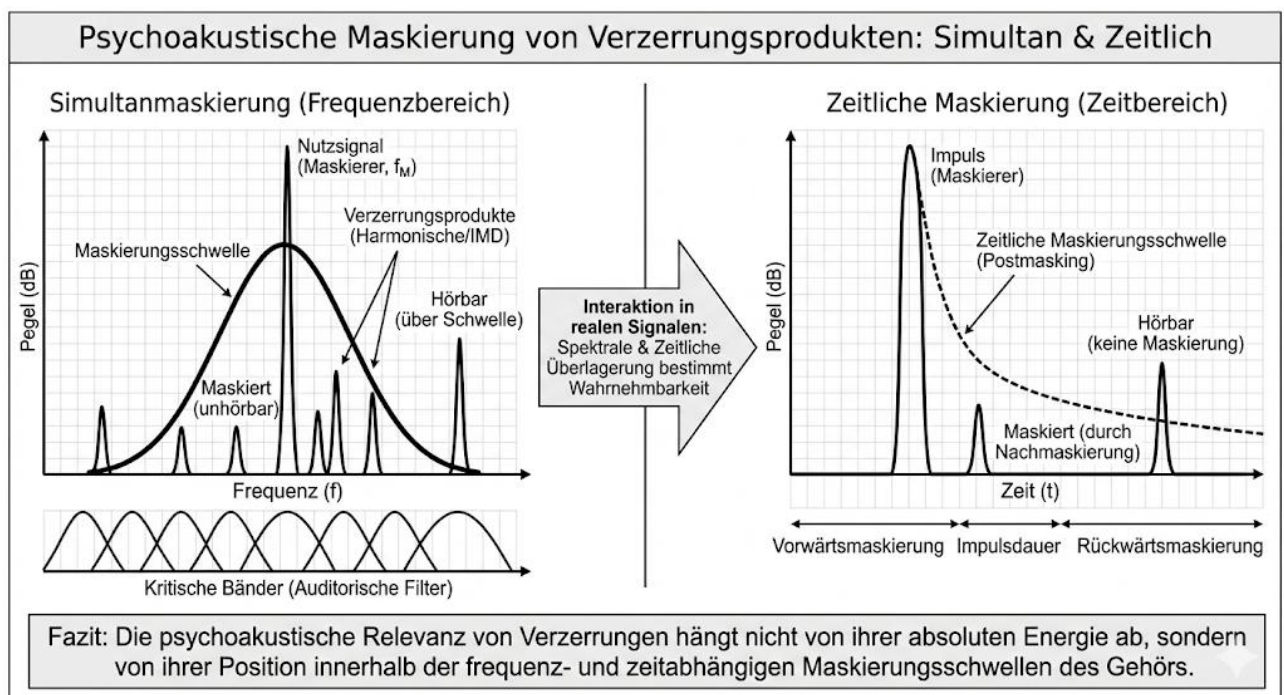
9.1 Simultanmaskierung und zeitliche Maskierung von Verzerrungsprodukten

Die Wahrnehmbarkeit nichtlinearer Verzerrungen wird maßgeblich durch Maskierungsprozesse im auditorischen System bestimmt. Maskierung beschreibt die Reduktion der Detektierbarkeit eines Schallanteils infolge der gleichzeitigen oder zeitlich benachbarten Präsenz eines anderen, energetisch dominanteren Signals. Für Verzerrungsprodukte ist dieser Mechanismus von zentraler Bedeutung, da ihre psychoakustische Relevanz nicht primär durch ihre absolute Amplitude, sondern durch ihre Lage relativ zu signalinduzierten Maskierungsschwellen definiert wird.

Die simultane Maskierung basiert auf der frequenzselektiven Filterstruktur der Cochlea. Mechanisch realisiert durch die tonotope Organisation der Basilarmembran, wird das eingehende Schallsignal in überlappende kritische Bänder zerlegt. Innerhalb eines solchen Bandes wirken Schallanteile energetisch additiv auf dieselbe neuronale

Repräsentation. Dominante Signalanteile erhöhen dabei die lokale Maskierungsschwelle, wodurch schwächere Komponenten – einschließlich nichtlinear erzeugter Harmonischer oder Intermodulationsprodukte – unterhalb dieser Schwelle unhörbar werden.

Für harmonische Verzerrungen bedeutet dies, dass niedrigordentliche Oberwellen häufig innerhalb derselben auditorischen Filterregion wie die Grundfrequenz liegen. Ihre Wahrnehmbarkeit ist daher stark reduziert, insbesondere bei hoher spektraler Dichte des Nutzsignals. Mit steigender Harmonischenordnung verschieben sich die Verzerrungsprodukte jedoch in benachbarte oder entfernte kritische Bänder, in denen die Maskierungswirkung deutlich abnimmt. Dies erklärt die überproportionale psychoakustische Relevanz hochordentlicher Verzerrungen trotz geringerer energetischer Beiträge.



Die Maskierungscharakteristik ist dabei nicht symmetrisch. Tieffrequente Komponenten erzeugen eine ausgeprägte Aufwärtsmaskierung, bei der höherfrequente Verzerrungsprodukte effektiv verdeckt werden. Umgekehrt ist die Abwärtsmaskierung deutlich schwächer ausgeprägt. In praktischen Audiosignalen führt dies dazu, dass hochfrequente Klirrantteile bei bassdominanter Anregung schlechter detektierbar sind als tieffrequente Differenzprodukte bei hochtonlastigen Signalen. Besonders kritisch sind

Intermodulationsverzerrungen, deren Differenzfrequenzen in spektral wenig maskierten Tieftonbereichen auftreten können.

Neben der spektralen Überlagerung besitzt die zeitliche Struktur des auditorischen Systems eine eigenständige Maskierungsdimension. Die neuronale Signalverarbeitung weist endliche Integrationszeiten auf, wodurch starke Schallereignisse die Wahrnehmbarkeit zeitlich benachbarter schwächerer Komponenten beeinflussen. Man unterscheidet hierbei Vorwärtsmaskierung (premasking) und Rückwärtsmaskierung (postmasking).

Vorwärtsmaskierung tritt auf, wenn ein intensiver Schallimpuls die Detektion unmittelbar nachfolgender Verzerrungsprodukte reduziert. Die Maskierungswirkung kann – abhängig von Pegel und Frequenz – über Zeiträume von mehreren zehn bis über hundert Millisekunden anhalten. Rückwärtsmaskierung beschreibt den umgekehrten Effekt, bei dem ein starkes Signal die Wahrnehmbarkeit kurz zuvor auftretender Komponenten beeinflusst. Dieser Effekt ist zeitlich deutlich kürzer ausgeprägt, jedoch für transiente Signalanalysen relevant.

Für nichtlineare Verzerrungen ist insbesondere die Nachmaskierung praxisrelevant. Transiente Musiksignale mit steilen Einschwingvorgängen erzeugen kurzfristig erhöhte Maskierungsschwellen, innerhalb derer Verzerrungsprodukte selbst bei messbarer Amplitude psychoakustisch verborgen bleiben können. Stationäre Signale ohne dynamische Pegelverläufe bieten hingegen keine vergleichbare zeitliche Maskierungsreserve, wodurch Verzerrungen deutlich exponierter erscheinen.

Ein weiterer Aspekt ergibt sich aus der Interaktion simultaner und zeitlicher Maskierung. In realen Musiksignalen überlagern sich spektrale Dichte und transiente Dynamik. Breite Orchesterpassagen oder perkussive Impulse erzeugen sowohl frequenz- als auch zeitabhängige Maskierungsfelder, die die Wahrnehmbarkeit nichtlinearer Artefakte signifikant reduzieren können. Dies erklärt die Diskrepanz zwischen hoher Detektierbarkeit von Verzerrungen in Labortests mit Einzeltönen und ihrer oft geringen Auffälligkeit in komplexen Musiksignalen.

Aus messtechnischer Perspektive impliziert dies, dass die energetische Bestimmung von Verzerrungsanteilen keine direkte Aussage über deren Hörbarkeit erlaubt. Erst die Einbettung in ein psychoakustisches Maskierungsmodell ermöglicht eine realitätsnahe Bewertung. Moderne perzeptuelle Metriken integrieren daher simultane und zeitliche Maskierungsfunktionen, um Verzerrungsprodukte entsprechend ihrer wahrnehmungsbezogenen Exposition zu gewichten.

Zusammenfassend stellen simultane und zeitliche Maskierungsmechanismen die primären auditorischen Filter dar, welche die Detektierbarkeit nichtlinearer Verzerrungen bestimmen. Ihre Wirkung ist frequenz-, pegel- und signalstrukturabhängig und führt dazu, dass die psychoakustische Relevanz eines Verzerrungsprodukts nicht aus seiner absoluten Energie, sondern aus seiner Position innerhalb eines dynamischen Maskierungsfeldes resultiert.

9.2 Einfluss auf sensorische Empfindungsgrößen: Schärfe und Rauigkeit

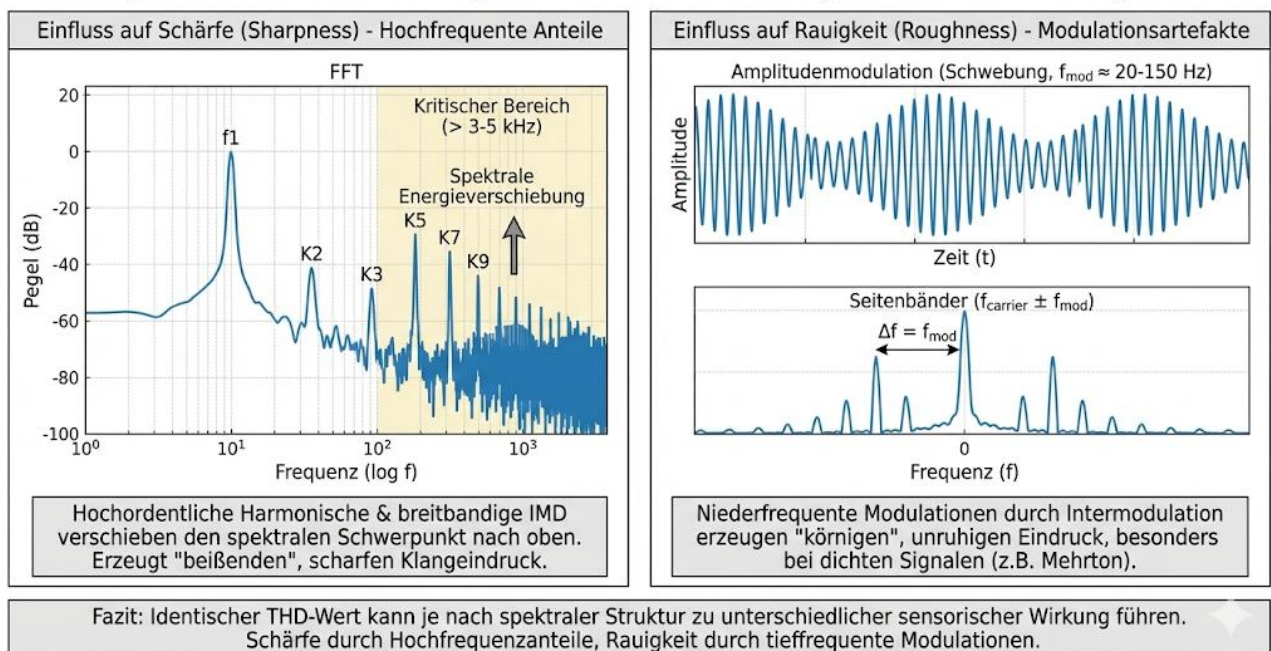
Nichtlineare Verzerrungen verändern die wahrgenommene Klangqualität nicht primär über Lautstärke oder Tonhöhe, sondern über sekundäre sensorische Attribute wie Schärfe und Rauigkeit. Diese Größen reagieren empfindlich auf spektrale Energieverschiebungen und zeitliche Modulationsartefakte, wie sie typisch für harmonische und intermodulative Nichtlinearitäten sind. Für die technische Bewertung bedeutet dies: Ein identischer THD-Wert kann je nach spektraler Struktur zu deutlich unterschiedlicher sensorischer Wirkung führen.

Schärfe steigt, sobald Verzerrungsprodukte spektrale Energie in höher gewichtete Frequenzbereiche verschieben. Besonders kritisch sind hochordentliche Harmonische oder breitbandige Intermodulationsprodukte im oberen Mittelton- und Hochtonbereich. Selbst bei geringen relativen Pegeln können solche Anteile den spektralen Schwerpunkt messbar nach oben verlagern. In FFT-Analysen zeigt sich dies als flacher abfallendes Harmonikspektrum oder als inharmonische Seitenbandstrukturen oberhalb 3–5 kHz. Praktisch relevant ist weniger der Gesamtklirr als die spektrale Dichte hochfrequenter Komponenten relativ zur Maskierungsschwelle. Systeme mit dominanter K2-Struktur wirken bei gleichem THD-Wert häufig weniger scharf als solche mit ausgeprägten K5–K9-Anteilen oder breitbandiger IMD-Verteilung.

Rauigkeit entsteht hingegen primär durch modulierte Spektralanteile im Bereich kritischer Modulationsfrequenzen. Intermodulationsprodukte zwischen eng benachbarten Signalanteilen erzeugen Schwebungs- oder Seitenbandstrukturen, deren Differenzfrequenzen im sensiblen Bereich zwischen etwa 20 und 150 Hz liegen können. In Spektraldarstellungen erscheinen diese als symmetrische Seitenbänder um dominante Komponenten. Psychoakustisch resultiert daraus ein Eindruck von Körnigkeit oder Unruhe. Besonders auffällig sind solche Effekte bei Mehrtonanregung oder bei Signalen mit dichter spektraler Struktur, beispielsweise Stimmen oder Streicherensembles.

Technisch bedeutsam ist, dass Rauigkeit nicht proportional zur Gesamtverzerrung ansteigt. Ein System mit geringem, aber breitbandig verteiltem Intermodulationsklirr kann rauer wirken als ein System mit höherem, jedoch harmonisch strukturiertem Klirr. Die zeitliche Stabilität der Verzerrungsprodukte ist hierbei entscheidend. Fluktuierende Nichtlinearitäten – etwa durch thermische Drift, Strombegrenzung oder Slew-Rate-Limitierung – erhöhen die Modulationskomponenten zusätzlich und verstärken den Rauigkeitseindruck.

Psychoakustische Auswirkungen: Einfluss von Verzerrungen auf Schärfe & Rauigkeit



Für die Praxis bedeutet dies: Die Bewertung nichtlinearer Verzerrungen sollte nicht allein über THD oder IMD erfolgen, sondern spektral differenziert analysiert werden. Kritisch sind insbesondere hochfrequente Harmonische oberhalb des dominanten Nutzspektrums sowie niederfrequente Differenzprodukte mit geringer Maskierung. Messseitig liefern Mehrton- oder CCIF-Tests deutlich realitätsnähere Hinweise auf potenzielle Rauigkeitsartefakte als reine 1-kHz-THD-Messungen.

Zusammenfassend wirken nichtlineare Verzerrungen auf sensorische Empfindungsgrößen, indem sie entweder spektrale Energie in psychoakustisch hochgewichtete Frequenzbereiche verschieben (Schärfe) oder niederfrequente Modulationsartefakte erzeugen (Rauigkeit). Die praktische Relevanz ergibt sich nicht aus der Verzerrungsmenge, sondern aus deren spektral-zeitlicher Struktur im Verhältnis zur Maskierungssituation des Signals.

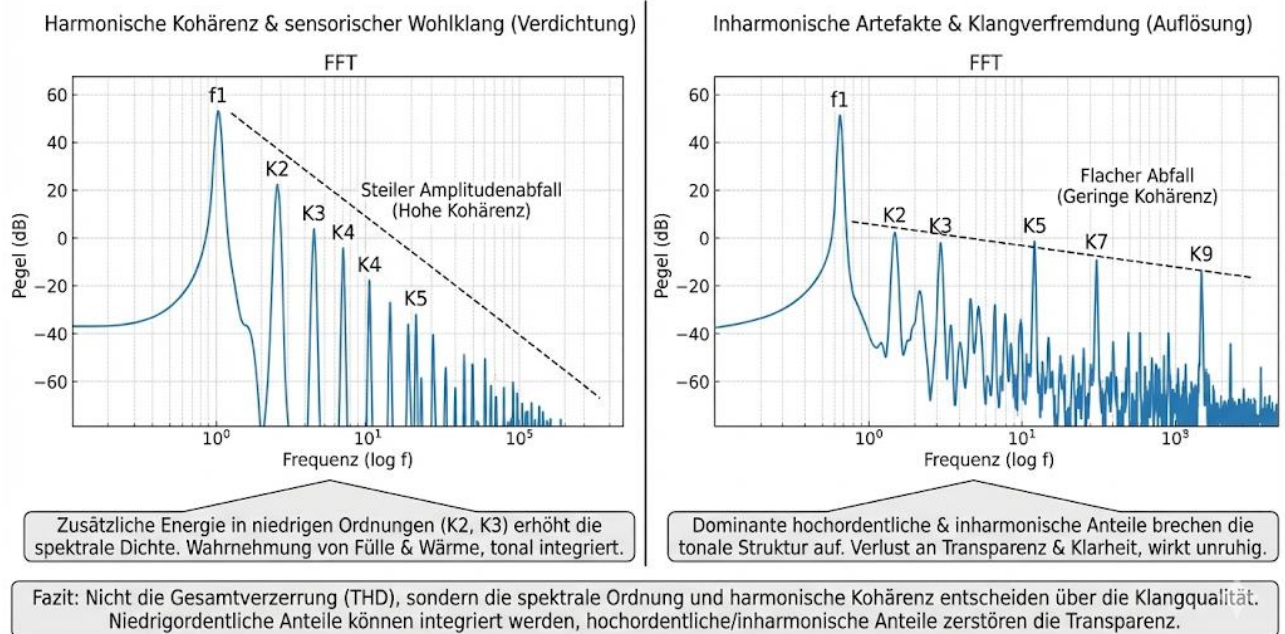
9.3 Auswirkungen auf die Klanghaftigkeit und den sensorischen Wohlklang

Nichtlineare Verzerrungen wirken sich auf die wahrgenommene Klanghaftigkeit nicht isoliert über ihre energetische Größe aus, sondern über ihre spektrale Integration in die tonale Gesamtstruktur des Signals. Entscheidend ist, ob die zusätzlich erzeugten Komponenten kohärent in die bestehende Obertonarchitektur eingebettet sind oder als inharmonische Fremdanteile erscheinen. Aus praktischer Sicht ist damit weniger der Gesamtklirr relevant als die spektrale Ordnung, die Pegelrelation sowie die frequenzabhängige Verteilung der Verzerrungsprodukte.

Harmonische Verzerrungen niedriger Ordnung können die spektrale Dichte eines Signals erhöhen, ohne dessen tonale Identität aufzubrechen. Wird beispielsweise ein breitbandiges Musikspektrum um moderat ausgeprägte K2- oder K3-Anteile ergänzt, steigt die wahrgenommene Fülle durch eine Verdichtung der harmonischen Linienstruktur. In spektralen Analysen zeigt sich dies als gleichmäßige Erweiterung des Obertonspektrums mit steilem Amplitudenabfall höherer Ordnungen. Solche Verzerrungsprofile verändern die Klangfarbe, ohne notwendigerweise als Artefakt identifiziert zu werden. Praktisch relevant ist dies insbesondere bei Signalpfaden mit begrenzter Gegenkopplung oder bei Übertragungskennlinien mit progressiver Sättigungscharakteristik.

Der Übergang von klanglicher Verdichtung zu wahrnehmbarer Verfremdung erfolgt dort, wo Verzerrungsprodukte die harmonische Kohärenz verlassen. Hochordentliche Harmonische oder breitbandige Intermodulationskomponenten erzeugen spektrale Linien, die weder in einfacher Frequenzrelation zur Grundstruktur stehen noch durch Maskierung integriert werden. Dies führt zu einer Auflösung der tonalen Klarheit. Instrumente verlieren an Kontur, Obertonrelationen werden unscharf, und die spektrale Separation einzelner Klangquellen nimmt ab. In Mehrspur- oder Orchesteraufnahmen äußert sich dies als Verlust an Transparenz und räumlicher Staffelung.

Psychoakustische Auswirkungen: Spektrale Ordnung, Wohlklang & Klangverfremdung



Ein weiterer praxisrelevanter Effekt betrifft die Modifikation von Einschwing- und Ausklingvorgängen. Nichtlineare Systeme mit amplitudenabhängiger Übertragungsfunktion verändern transiente Signalanteile disproportional. Die Folge sind veränderte Attack-Strukturen sowie eine Verdichtung des Nachhallspektrums. Psychoakustisch kann dies als gesteigerte Präsenz oder – bei stärkerer Ausprägung – als Kompression und Verdunkelung wahrgenommen werden. Besonders empfindlich reagieren hier perkussive Signale sowie Stimmen, da deren Identität stark durch zeitliche Feinstrukturen geprägt ist.

Sensorischer Wohlklang entsteht aus der Balance zwischen spektraler Ordnung, Dynamik und Maskierungsverhältnissen. Nichtlineare Verzerrungen können dieses Gleichgewicht sowohl stabilisieren als auch destabilisieren. Geringe, spektral geordnete Verzerrungen erhöhen unter Umständen die wahrgenommene Dichte und Substanz eines Klangbildes, während inharmonische oder hochordentliche Artefakte die auditorische Kohärenz reduzieren. Maßgeblich ist dabei die Relation zwischen Verzerrungsstruktur und Nutzsignalspektrum. Ein identischer Verzerrungsgrad kann bei obertonreichen Instrumenten weitgehend integriert werden, während er bei spektral sparsamen Signalen unmittelbar hervortritt.

Technisch bedeutet dies, dass die Bewertung von „Wohlklang“ nicht aus Summenkennwerten ableitbar ist. Entscheidend sind spektrale Verteilung, Ordnungsstruktur und Pegelrelation der Verzerrungsprodukte. FFT-Analysen mit

logarithmischer Pegeldarstellung liefern hier deutlich mehr Erkenntnis als integrale THD-Angaben, da sie die harmonische Kohärenz unmittelbar sichtbar machen.

9.4 Kognitive Effekte bei der Qualitätsbewertung von Audio-Systemen

Die Wahrnehmung nichtlinearer Verzerrungen endet nicht auf der sensorischen Ebene der Cochlea und der nachgeschalteten neuronalen Vorverarbeitung. Die finale Qualitätsbewertung eines Audiosystems ist das Resultat einer kognitiven Interpretation auditiver Information, in die Erwartungshaltungen, Erfahrung, Kontextwissen und Aufmerksamkeitsfokussierung direkt eingreifen. Damit existiert zwischen physikalischer Verzerrungsstruktur und subjektivem Qualitätsurteil eine zusätzliche Verarbeitungsebene, die messtechnisch nicht unmittelbar erfassbar ist, jedoch in Hörvergleichen reproduzierbar nachweisbare Effekte erzeugt.

Ein zentraler Faktor ist die Erwartungsmodulation. Hörer bewerten identische akustische Stimuli unterschiedlich, wenn sie mit divergierenden Systemkontexten assoziiert werden. Informationen über Preis, Markenimage, Bauprinzip oder Technologie wirken als kognitive Prädiktoren, die die sensorische Interpretation vorstrukturieren. Neurokognitiv betrachtet handelt es sich um Top-down-Modulation auditiver Wahrnehmung: Das Gehirn vergleicht eingehende Signale nicht neutral, sondern relativ zu antizipierten Qualitätsmustern. Dies kann dazu führen, dass geringste spektrale Abweichungen bei als „hochwertig“ erwarteten Systemen überinterpretiert oder bei gegenteiliger Erwartung unterschätzt werden.

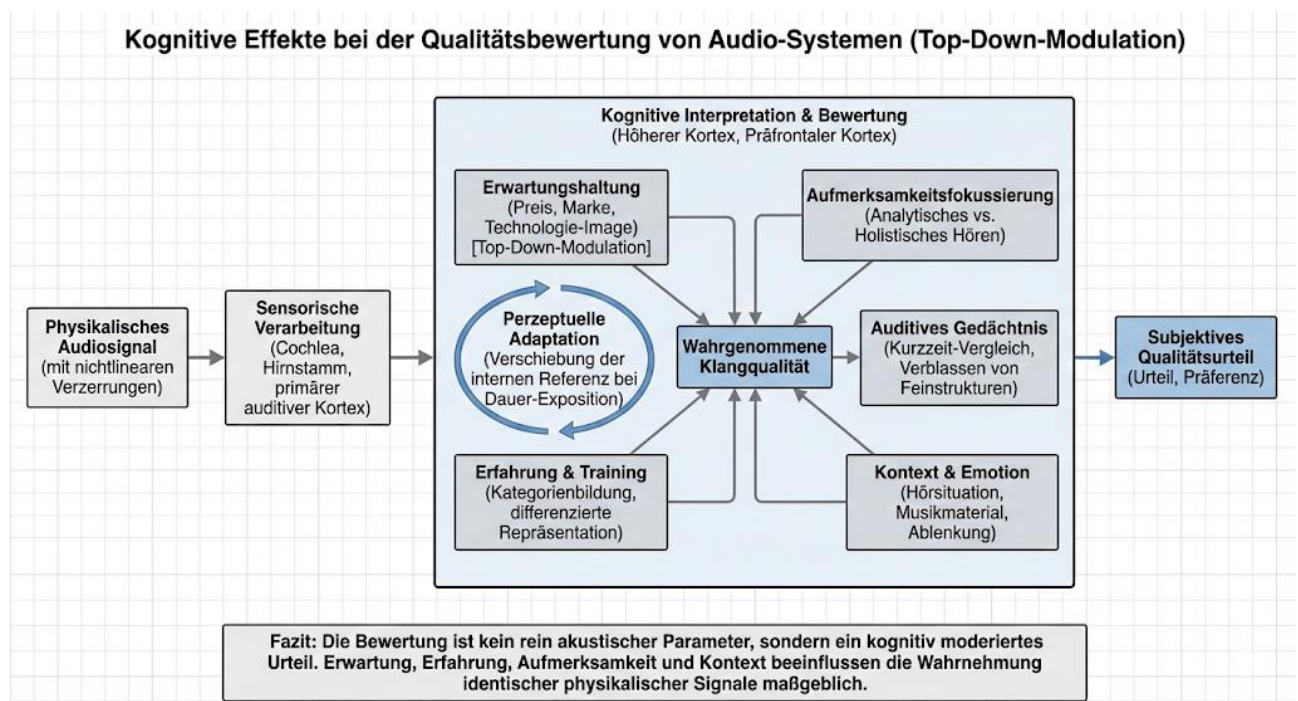
Ein weiterer relevanter Mechanismus ist die perzeptuelle Adaptation. Bei längerer Exposition gegenüber einem bestimmten Verzerrungsprofil passt sich das auditorische System an dessen spektrale Charakteristik an. Die interne Referenz verschiebt sich, wodurch zuvor auffällige Artefakte weniger salient erscheinen. Erst im unmittelbaren A/B-Vergleich mit einem neutraleren Referenzsignal tritt die Differenz wieder hervor. Dieser Effekt ist insbesondere bei harmonisch strukturierten Verzerrungen niedriger Ordnung ausgeprägt, da sie in bestehende Klangschemata integrierbar sind.

Aufmerksamkeitslenkung beeinflusst ebenfalls die Detektionsschwelle. Fokussiertes analytisches Hören – etwa in Laborsituationen – aktiviert kortikale Netzwerke, die spektrale und zeitliche Feinstrukturen selektiv verstärken. Unter solchen Bedingungen werden selbst geringste Intermodulationsprodukte oder hochordentliche Harmonische identifizierbar. Im alltäglichen Musikhören hingegen dominiert eine holistische

Verarbeitung, bei der das Gehirn primär musikalische Muster, Rhythmik und Emotion extrahiert. Nichtlineare Artefakte unterhalb einer kognitiven Relevanzschwelle bleiben dabei unbeachtet, selbst wenn sie messtechnisch signifikant sind.

Hinzu kommt der Einfluss auditiver Gedächtnisprozesse. Kurzzeit-Hörvergleiche unterliegen einer begrenzten spektralen Auflösung im auditiven Arbeitsgedächtnis. Feinstrukturelle Verzerrungsunterschiede können innerhalb weniger Sekunden kognitiv „verblassen“, wodurch Langzeitvergleiche ohne unmittelbare Referenz unzuverlässig werden. Dies erklärt, warum verzögerte Vergleichsbewertungen häufig geringere Sensitivität zeigen als simultane Umschaltvergleiche.

Auch Lern- und Trainingseffekte sind relevant. Geübte Hörer entwickeln eine differenziertere interne Repräsentation von Verzerrungsartefakten. Durch wiederholte Exposition entstehen kognitive Kategorien für spezifische Störmuster – etwa „harter Hochtongklirr“ oder „modulationsbedingte Rauigkeit“. Diese Kategorien ermöglichen eine schnellere Detektion, verändern jedoch zugleich die Gewichtung einzelner Qualitätsdimensionen. Ein technisch geschulter Hörer kann daher Verzerrungen stärker gewichten als ein untrainierter, selbst wenn deren sensorische Auffälligkeit identisch ist.



Schließlich beeinflusst der Nutzungskontext die Qualitätsbewertung. In analytischen Studioumgebungen mit geringer Ablenkung und hoher Signaltransparenz treten

Verzerrungsartefakte deutlicher hervor als in realen Wohnraumsituationen mit Hintergrundgeräuschen, visuellen Reizen und emotionaler Einbindung in das Musikmaterial. Die kognitive Last des Gesamterlebnisses bestimmt somit, welcher Anteil der auditiven Information bewusst verarbeitet wird.

Praktisch ergibt sich daraus eine zentrale Konsequenz für die Bewertung nichtlinearer Verzerrungen: Die subjektive Qualitätswahrnehmung ist kein rein akustischer Parameter, sondern ein kognitiv moderiertes Urteil. Identische spektrale Verzerrungsprofile können abhängig von Erwartung, Training, Aufmerksamkeit und Kontext unterschiedlich bewertet werden. Für reproduzierbare Hörversuche sind daher kontrollierte Blindtests, Pegelgleichheit und unmittelbare Umschaltvergleiche essenziell, um kognitive Bias-Effekte zu minimieren.

10. Zusammenfassung und Ausblick

Die vorliegende Ausarbeitung hat nichtlineare Verzerrungen in der Audiotechnik aus einer durchgängig systemischen Perspektive untersucht – von der physikalischen Entstehung in Bauelementkennlinien über mathematische Modellierung, messtechnische Quantifizierung bis hin zur psychoakustischen und kognitiven Bewertung. Ausgangspunkt bildete die grundlegende Erkenntnis, dass Nichtlinearität keine randständige Störgröße, sondern eine strukturelle Systemeigenschaft realer elektroakustischer Übertragungsketten darstellt. Jedes aktive oder passive Bauelement weist amplitudenabhängige Übertragungscharakteristika auf, deren spektrale Konsequenz in der Entstehung harmonischer und intermodulativer Komponenten liegt. Diese zusätzlichen Frequenzanteile sind deterministische Produkte der Kennlinienkrümmung und lassen sich sowohl analytisch – etwa über Taylor-Approximationen – als auch spektral mittels Fourier-Analyse beschreiben.

Auf messtechnischer Ebene wurde deutlich, dass die historische Entwicklung von analogen Residualverfahren hin zu hochauflösender FFT- und DSP-basierter Spektralanalyse nicht lediglich eine technologische Evolution darstellt, sondern einen Paradigmenwechsel im Verständnis von Verzerrung bewirkt hat. Während klassische Klirrfaktormessungen integrale Summenwerte lieferten, erlauben moderne Analysatoren eine vollständige spektrale Dekonstruktion selbst extrem kleiner Nichtlinearitäten. Die Kombination aus hochreinen Generatoren, digitaler Filterarchitektur, Mehrtonanregung und großer Dynamikreserve ermöglicht heute eine Verzerrungsanalyse, deren Messgrenzen deutlich unterhalb der Wahrnehmbarkeitsschwellen liegen. Damit hat sich der Fokus von der reinen Detektion hin zur differenzierten Interpretation verschoben – insbesondere im Kontext spektraler Verteilungsstrukturen und signalabhängiger Belastungsszenarien.

Parallel dazu wurde herausgearbeitet, dass die psychoakustische Relevanz nichtlinearer Verzerrungen nicht allein durch deren energetische Größe bestimmt wird. Maskierungseffekte, kritische Bandstrukturen, zeitliche Integrationsmechanismen sowie kognitive Bewertungsprozesse modulieren die Wahrnehmbarkeit maßgeblich. Harmonische niedriger Ordnung können unter bestimmten Bedingungen spektral integriert oder sogar als klangästhetisch positiv interpretiert werden, während hochordentliche oder intermodulative Produkte bereits bei sehr kleinen Pegeln sensorische Irritationen hervorrufen. Die klassische Kenngröße THD erweist sich damit als notwendige, jedoch nicht hinreichende Beschreibung der wahrgenommenen

Klangqualität. Erst die Kombination aus spektraler, zeitlicher und perzeptueller Analyse erlaubt eine realitätsnahe Bewertung audioteknischer Systeme.

Ein weiterer zentraler Befund betrifft die Systemabhängigkeit nichtlinearer Effekte. Verzerrungen entstehen nicht isoliert in Einzelstufen, sondern im Zusammenspiel von Bauelementphysik, Arbeitspunktwahl, Gegenkopplungsstruktur, Lastimpedanz und dynamischer Signalanregung. Besonders transiente Großsignale, Mehrtonbelastungen und realmusikalische Spektren offenbaren Nichtlinearitäten, die in stationären Einzelsinussmessungen verborgen bleiben können. Daraus folgt, dass moderne Verzerrungsanalyse zunehmend signalstatistische und simulationsgestützte Verfahren integriert, um realitätsnahe Betriebszustände abzubilden.

Im Ausblick zeichnen sich mehrere Entwicklungslinien ab. Erstens wird die Verzerrungsmessung weiter in Richtung perzeptionsbasierter Metriken verschoben. Modelle wie PEAQ, NMR oder weiterentwickelte auditorische Filterbankansätze koppeln physikalische Messgrößen direkt an wahrnehmungsrelevante Gewichtungen. Zweitens gewinnt die Mehrdimensionalität der Analyse an Bedeutung: Anstelle einzelner Kennwerte treten spektrale Signaturen, Zeit-Frequenz-Darstellungen und statistische Verzerrungsprofile. Drittens ermöglicht die steigende Rechenleistung moderner DSP- und KI-Systeme die Echtzeit-Simulation nichtlinearer Übertragungsmodelle einschließlich psychoakustischer Bewertungsschichten.

Für die praktische Audiotechnik bedeutet dies eine Verschiebung des Optimierungsziels. Während historische Entwicklungsansätze primär auf die Minimierung globaler Klirrwerte ausgerichtet waren, rückt zunehmend die spektrale und perzeptuelle „Qualität“ der Verzerrung in den Fokus. Nicht jede messbare Nichtlinearität ist zwangsläufig wahrnehmungsrelevant, und nicht jede wahrnehmbare Klangveränderung lässt sich durch klassische Klirrmetriken erklären. Die zukünftige Systemauslegung wird daher stärker integrativ erfolgen – unter gleichzeitiger Berücksichtigung physikalischer Linearität, spektraler Transparenz und psychoakustischer Verträglichkeit.

Zusammenfassend lässt sich feststellen, dass die Analyse nichtlinearer Verzerrungen heute ein interdisziplinäres Feld darstellt, das Bauelementphysik, Systemtheorie, digitale Signalverarbeitung und Wahrnehmungspsychologie miteinander verknüpft. Fortschritte in der Messtechnik haben die Detektionsgrenzen weit unter die Hörschwelle verschoben; die zentrale Herausforderung besteht nun in der sinnvollen Interpretation dieser Daten im Kontext realer Hörbedingungen.

11. Über den Autor

Klaus Burosch ist Inhaber und Geschäftsführer der Firma Burosch Audio-Video-Technik mit Sitz in Bermatingen, Baden-Württemberg. Seine berufliche Laufbahn ist untrennbar mit der Geschichte eines Familienunternehmens verbunden, das tief in der deutschen Radio- und Elektrotechnikgeschichte verwurzelt ist. Klaus Burosch ist persönlich erreichbar unter: klaus@burosch.de

Familiäre Wurzeln und Unternehmensgeschichte

Die Geschichte der Firma Burosch reicht bis in die Nachkriegszeit zurück. Unter der Bezeichnung „Burosch Admira Radio Apparatebau“ gründete Josef Burosch im Jahr 1948 das heutige Unternehmen und baute schon damals Röhrenradios – eine technische Pionierleistung in einer Zeit des wirtschaftlichen Wiederaufbaus und des aufkeimenden Rundfunkbooms in Deutschland. Diese handwerkliche Tradition und der tiefe Respekt vor der Ingenieurskunst prägen das Unternehmen bis heute.

Im Jahr 1990 übernahm Klaus Burosch die Geschäftsleitung und leitete eine strategische Neuausrichtung ein: Er spezialisierte das Unternehmen auf die Entwicklung von Messgeräten für die Unterhaltungselektronik sowie auf die professionelle Analyse der TV-Bildqualität im Auftrag internationaler TV-Hersteller. Damit gelang der Schritt von einem regionalen Handwerksbetrieb zu einem international anerkannten Technologieunternehmen

Messtechnische Kompetenz und internationale Zusammenarbeit

Über mehrere Jahrzehnte hinweg baute Klaus Burosch ein fundiertes messtechnisches Know-how auf, das weit über den Consumer-Bereich hinausgeht. Heute ist die Firma Burosch Marktführer in Bezug auf Referenz-Testbilder für die TV- und Beamer-Bildbeurteilung, die den weltweiten Standard in der Medientechnik darstellen. Diese Testbilder werden von Herstellern und Fachinstitutionen gleichermaßen eingesetzt, um Displayqualität reproduzierbar und verlässlich zu beurteilen.

Im Auftrag namhafter Hersteller wie Panasonic, Sony, LG und Samsung sowie im Rahmen von Kooperationen mit der Hochschule Aalen, der Universität Stuttgart und der Hochschule Pforzheim setzt Klaus Burosch sein praxisorientiertes Fachwissen ein. Darüber hinaus unterstützte er im Auftrag der European Broadcast Union (EBU) in Genf sowie des Instituts für Rundfunktechnik (IRT) in München die Entwicklung von

Referenz-Testsequenzen für die professionelle Bildbeurteilung – ein Auftrag, der den internationalen Stellenwert seiner Arbeit eindrücklich unterstreicht.



Klaus Burosch in seinem Labor – umgeben von Messtechnik, Referenzgeräten und jahrzehntelangem Erfahrungswissen.

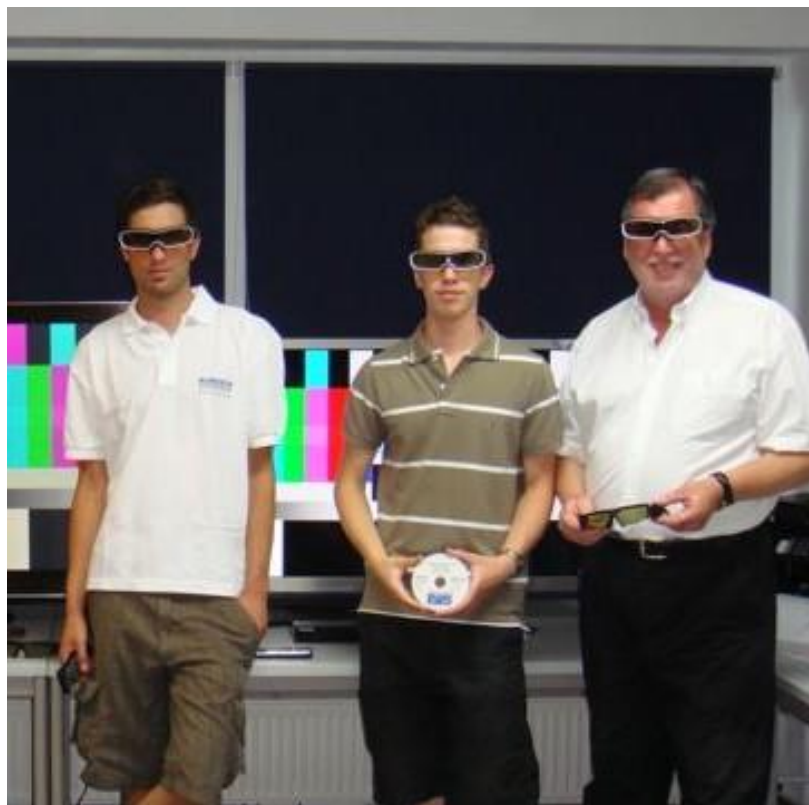
Engagement für Wissensdokumentation und Technikgeschichte

Neben seiner Tätigkeit als Entwickler und Laborleiter engagiert sich Klaus Burosch als Autor und Dokumentarist für den Erhalt des medientechnischen Wissens. Gemeinsam mit Günter Abele dokumentierte er auf radiogeschichte.de die umfassende Geschichte der Radiotechnik und der deutschen Radiofirmen von 1923 bis heute – von den frühen Röhrenradios über die Blütezeit des deutschen Rundfunks bis hin zum Ende der analogen Ära. Dieses Portal zählt heute zu den bedeutendsten deutschsprachigen Online-Referenzen zur Geschichte des Rundfunks und ist für Technikhistoriker, Sammler und Fachleute gleichermaßen unverzichtbar.

Parallel dazu betreibt Klaus Burosch auf fernsehgeschichte.de eine ebenso umfangreiche Chronologie der Fernsehtechnik und Medientechnik, die technische Entwicklungen, Pioniere der Fernsehtechnik und industriehistorische Zusammenhänge dokumentiert. Beide Portale spiegeln Klaus Burochs tiefe Überzeugung wider, dass technisches Wissen nicht nur erarbeitet, sondern auch dokumentiert, zugänglich gemacht und für kommende Generationen bewahrt werden muss.

Seine Söhne: Steffen und Andreas Burosch

Klaus Burosch ist Vater zweier Söhne, Steffen Burosch und Andreas Burosch, die sein Interesse für Technik und Medien von klein auf miterlebt haben. Aufgewachsen in einem Umfeld, das von Messtechnik, Elektronik und dem täglichen Umgang mit professionellen Geräten geprägt war, haben beide einen engen Bezug zur Welt der Audio- und Videotechnik entwickelt. Das gemeinsame Foto entstand im Rahmen einer Vorführung zur 3D-Fernsehtechnologie – ein schönes Zeugnis der gemeinsamen Begeisterung für neue Medientechnik.



Von links nach rechts: Steffen Burosch, Andreas Burosch und Klaus Burosch.

Das vorliegende Buch als Synthese aus Theorie und Praxis

Das vorliegende Buch über nichtlineare Verzerrungen und Klirrfaktormessung ist Ausdruck dieser Haltung: Es verbindet jahrzehntelange praktische Laborerfahrung mit dem Anspruch, messtechnische Zusammenhänge strukturiert und nachvollziehbar darzustellen. Die im Buch beschriebenen Messaufbauten und Geräte – insbesondere der Burosch NF-200 – sind nicht theoretische Konstrukte, sondern Instrumente, die im täglichen Laborbetrieb entwickelt, erprobt und verfeinert wurden.

Das Buch richtet sich gleichermaßen an Einsteiger wie an erfahrene Messtechniker. Es vermittelt die physikalischen Grundlagen des Klirrfaktors, erläutert gängige und fortgeschrittene Messverfahren und zeigt anhand konkreter Praxisbeispiele, wie die Klirrfaktormessung im modernen Laboralltag sinnvoll eingesetzt wird. Damit schließt es eine Lücke in der deutschsprachigen Fachliteratur, die Klaus Burosch aus eigener Erfahrung als Entwickler, Laborleiter und Ausbilder kennt.