

**BEITRAG ZUR ANALYSE UND  
ZUR DIMENSIONIERUNG VON  
KOMPANDERN ANHAND EINER  
EINHEITLICHEN  
BESCHREIBUNGSWEISE**

**© Ernst F. Schröder  
1989**

Beitrag zur Analyse und zur Dimensionierung von  
Kompanern anhand einer einheitlichen Beschreibungsweise

Vom Fachbereich Elektrotechnik der  
Universität - Gesamthochschule - Duisburg

zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor - Ingenieurs

genehmigte Dissertation

von

Dipl.-Ing. Ernst F. Schröder

aus

Halle in Westfalen

Referent: Prof. Dr.-Ing. G. Dickopp

Korreferent: Priv.-Doz. Dr.-Ing. P. Laws

Tag der mündlichen Prüfung: 7. Juli 1989

Meinem Lehrer,  
Herrn Prof. Dr.-Ing. E. h. Walter Bruch,  
gewidmet

Diese Dissertation basiert auf der Entwicklung des HIGH COM Kommandierungsverfahrens, mit der ich während meiner Tätigkeit in der Abteilung Grundlagenentwicklung der Telefunken Fernseh- und Rundfunk GmbH betraut war. Der damaligen Geschäftsleitung von Telefunken und der heutigen Geschäftsleitung der Deutschen Thomson-Brandt GmbH danke ich für die Förderung und dafür, daß ich die erzielten Ergebnisse als Grundlage meiner Arbeit verwenden konnte.

Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Dickopp danke ich für die Betreuung dieser Arbeit, für die vielen hilfreichen Diskussionen und wertvollen Anregungen.

Herr Priv.-Doz. Dr.-Ing. P. Laws danke ich für die Übernahme des Korreferats und die damit verbundene Mühe.

## Inhaltsverzeichnis

1.	Einleitung	1
2.	Elektroakustische Übertragungstechnik	7
2.1	Übertragungsaufgabe	7
2.2	Nachrichtenquellen und Nachrichtensinken	10
2.3	Quellencodierung	12
2.4	Gebräuchliche Übertragungskanäle	15
2.5	Informationsaufnahme über das menschliche Gehör	18
2.6	Diskrepanz zwischen maximaler Informationsaufnahme und gebräuchlicher Kanalkapazität	22
2.7	Spezielle Quellencodierer und -decodierer	24
2.8	Verbleibende Aufgabe	26
3.	Spezielle Eigenschaften des Gehörs	27
	Zusammenfassung	
3.1	Auflösungsvermögen des Gehörs	27
3.2	Verdeckung gleichzeitiger Schallereignisse	32
3.3	Vor- und Nachverdeckung	40
3.4	Folgerung	43
4.	Übertragungskanal mit Kompondierung	44
4.1	Das Prinzip der Kompondierung	44
4.2	Allgemeines Kompondierungsgesetz	47
4.3	Beurteilungskriterien	50
5.	Momentanwertkompander	51
5.1	Grundlagen	51
5.2	Beurteilungskriterien	54

5.3	Beispiele für Kompandierungsgesetze für Momentanwertkompander	60
5.3.1	Potenzgesetz	60
5.3.2	Logarithmische Gesetze	64
5.3.3	Nichtmonotone oder unstetige Gesetze	69
5.4	Signalverzerrungen bei der Momentanwert- kompandierung	75
5.5	Vergleich der Ergebnisse	77
6.	Silbenkompander	80
6.1	Grundlagen	80
6.2	Signaldarstellung zur Silbenkompandierung	82
6.3	Kompandierungsgesetz für Silbenkompander	83
6.3.1	Beschreibung des Silbenkompressors	83
6.3.2	Beschreibung des Silbenexpanders	85
6.4	Beurteilungskriterien für Silbenkompander	88
6.5	Beispiele	90
6.5.1	Silbenkompander nach dem Potenzgesetz	90
6.5.2	Silbenkompander nach dem Potenzgesetz mit $\alpha = 0$	95
6.5.3	Silbenkompander mit unstetigem oder nicht- monotonomem Kompandierungsgesetz und Hilfsgröße	96
6.5.4	Verwandte Verfahren	98
6.6	Folgerungen	101
7.	Gewinnung der Steuergröße des Silbenkompanders	104
7.1	Aufgabenstellung	104
7.2	Gewinnung einer Hüllkurven-Näherung	109
7.3	Steuergrößenerzeugung mit Tiefpaß 1. Grades	114
7.3.1	Einschwingvorgang	116
7.3.2	Ausklingvorgang	126
7.3.3	nichtlineare Verzerrungen	129
7.3.4	Ergebnis	137

7.4	Mittelwertbildung mit Tiefpaß höheren Grades	140
7.4.1	Nichtlineare Verzerrungen	140
7.4.2	Ausklingverhalten	141
7.4.3	Einschwingverhalten	144
7.4.4	Ergebnis	147
7.5	nichtlineare Glättung	149
7.5.1	Verhalten der nichtlinearen Glättung gegenüber stationären Signalen	150
7.5.2	Einschwing- und Ausklingverhalten	163
7.5.3	Nichtlineare Verzerrungen	166
7.5.4	Ergebnis	174
7.6	weitere Verfahren	176
7.6.1	Frequenzbandaufteilung	176
7.6.2	Zeitverzögerung des Nutzsymbols	177
7.7	Nichtlineare Glättung mit signalabhängiger Ausklingzeitkonstante	178
7.8	Zusammenfassung	187
8.	Darstellung der Kompondierung im Frequenzbereich	190
8.1	Voraussetzungen	190
8.2	Signaldarstellung im Frequenzbereich	191
8.3	Kompondierung im Frequenzbereich	193
8.4	Formantkompondierung	202
8.5	Gewinnung und Glättung von Spektralfunktionen	206
8.6	Allgemeine Realisierung der Formantkompondierung	209
8.7	spezielle Realisierungen	214
8.7.1	Mehrbandkomponder	214
8.7.2	Sliding-Band Komponder	216
8.7.3	Silbenkomponder mit Pre/Deemphase	219
8.8	Folgerungen	222

9.	Zusammenfassung	223
10.	Anhang	227
10.1	Beweis von (7.17)	227
10.2	Beispiele für Hüllkurven und Steuergrößen	230
10.3	Verzeichnis der häufig verwendeten Formelzeichen und Abkürzungen	235
10.4	Literaturverzeichnis	239

## 1. Einleitung

Die Geschichte der elektroakustischen Übertragungstechnik ist geprägt durch das ständige und erfolgreiche Bemühen, die Qualität der Übertragung durch Verbesserungen vorhandener Übertragungsverfahren oder durch Schaffung gänzlich neuer Verfahren zu erhöhen. Immer wieder wurde dabei auch die Möglichkeit in die Überlegungen mit einbezogen, die Qualität vorhandener Übertragungskanäle hinsichtlich des auftretenden Nutzsignal/Störsignal-Verhältnisses durch ein als 'Kompanierung' bezeichnetes Verfahren zu verbessern.

Die ersten Veröffentlichungen hierzu finden sich in den Patentschriften von Crisson /1/, Hamilton /2/ und Mathes /3/ in den Jahren 1924 und 1925. Das Wort 'Companior' als Zusammenziehung von 'Compressor' und 'Expander' findet sich erstmals in einer Veröffentlichung von Mathes im Jahre 1934 /4/.

Obwohl in diesen und auch in späteren Veröffentlichungen bis in die 50er Jahre hinein nahezu alle für Konstruktion und Anwendung wesentlichen Gesichtspunkte genannt wurden, erreichten die Kompanierungsverfahren keine wirkliche Bedeutung in einer breiten Anwendung.

Dies mag zum einen darin begründet sein, daß ihre Verwirklichung in der Technik der Elektronenröhren schwierig und aufwendig war, zum anderen aber auch darin, daß in diesem Zeitraum die Qualität der Übertragungsverfahren auch ohne Verwendung der Kompanierung in großen Schritten verbessert werden konnte.

Erst der Einsatz der Vielspur-Magnetbandtechnik bei der Schallplattenproduktion und die dabei auftretenden Schwierigkeiten hinsichtlich des Rauschens schufen wieder eine Situation, die zu einer erneuten Beschäftigung mit den Kompanierungsverfahren führte.

Im Jahre 1967 stellte R. M. Dolby sein 'A'-Verfahren vor, das in der folgenden Zeit praktisch zu einem weltweiten Standard für die professionelle Tonaufzeichnung wurde /33/.

Der Siegeszug der Compact-Cassette vom Aufzeichnungsmedium für Diktiergeräte zum 'High-Fidelity'-gerechten Bestandteil der Heim-Unterhaltungselektronik ist schließlich wesentlich durch die Entwicklung von weiteren Kompondierungsverfahren gefördert worden, die wohl ohne die inzwischen fortgeschrittene Technologie der integrierten Schaltkreise nicht zu realisieren gewesen wäre. Als Beispiel seien hier 'Dolby-B' /72/ und das vom Autor entwickelte 'HIGH COM' /52/ genannt.

Im professionellen Studio-Bereich wurden ebenfalls bessere Verfahren erfunden. Heute gehört der telcom-C4 Komponder (in /43/ noch als 'Telefunken-Komponder' bezeichnet) in den Studios nahezu aller europäischer Rundfunkanstalten zur Standardausrüstung. Er wird von namhaften Herstellern professioneller Tonbandgeräte in Neuentwicklungen unmittelbar eingesetzt. Speziell für Reportage-Übertragungen wurde eine große Zahl von Funkstrecken mit dem HIGH COM-Komponder ausgerüstet.

Auch die Tonaufzeichnung mit hoher Qualität auf modernen Video-recordern (sogen. Hi-Fi Ton) basiert zwar auf der Anwendung der Frequenzmodulation innerhalb der Video-Schrägspuren, erfordert aber zur Erzielung der gewünschten Qualität die Anwendung eines Kompondierungsverfahrens.

Sogar bei der sich stürmisch entwickelnden digitalen Tonsignalverarbeitung ergeben sich Anwendungsmöglichkeiten für Komponder. So bietet es sich z. B. an, die technologisch bedingte Grenze beim Auflösungsvermögen von Analog/Digital-Umsetzern von z. Zt. 16 bit dadurch zu überwinden, daß man das analoge Signal vor der Umsetzung in einem analog arbeitenden Kompressor komprimiert und das digitale Signal nach der Umsetzung in einem digital arbeitenden Expander expandiert.

Diese wenigen Beispiele zeigen bereits, daß das Verfahren der Kompondierung trotz der Fortschritte in der Entwicklung von digitalen Übertragungs- und Aufzeichnungsverfahren seine Attraktivität nicht verloren hat und daß sein Einsatz in vielen Bereichen Vorteile bringt.

Zur Beurteilung von vorhandenen oder zur Konstruktion von neuen Kommandierungsverfahren kann man zwar auf eine große Zahl von Veröffentlichungen zurückgreifen, aber nur in wenigen ist der Versuch zu einer mehr grundsätzlichen Darstellung unternommen worden (z. B.: /34, 35, 36/).

Da aber auch diese sich nur auf spezielle Realisierungen beschränken, bleibt man auf Intuition, Erfahrung oder zeitraubende Versuche angewiesen.

Für die gestellte Aufgabe der Beurteilung vorhandener und der Konstruktion neuer Verfahren war es daher erforderlich, den Versuch einer allgemeinen Darstellung des Verfahrens der Kommandierung zu unternehmen, wobei anhand einer einheitlichen Darstellung möglichst alle bekannten Verfahren beschreibbar oder ableitbar sein sollten.

In dem folgenden Kapitel 2 werden dazu zunächst die informationstheoretischen Grundlagen der elektroakustischen Übertragung zusammengefaßt. Durch Vergleich der Aufnahmekapazität des menschlichen Gehirns mit der Kanalkapazität gebräuchlicher Übertragungskanäle wird gezeigt, welch großes Potential für Redundanz- und Irrelevanzreduktion gegeben ist.

Da letztlich immer das menschliche Ohr zur Qualitätsbeurteilung dient, werden in Kapitel 3 die im Zusammenhang mit der gestellten Aufgabe wesentlichen Eigenschaften des Hörvorgangs zusammengestellt. Dabei weist die Existenz der verschiedenen Verdeckungseffekte auf Möglichkeiten zur Irrelevanzreduktion.

Aus den vorangegangenen Darstellungen wird dann im Kapitel 4 abgeleitet, daß die Kommandierung als Quellencodierung und Quellendecodierung mit Irrelevanzreduktion und u. U. auch Relevanzreduktion beschrieben werden kann.

Für diese Beschreibung werden 'Gesetze' definiert und deren Eigenschaften abgeleitet. Über den Begriff des 'Kommandierungsgewinns' lassen sich allgemeine Beurteilungskriterien aufstellen.

Betrachtet man die 'Gesetze' unmittelbar als Vorschrift zur Bearbeitung allgemeiner zeitabhängiger Signale, so erhält man eine Beschreibung des sogenannten Momentanwertkomponders. Im Kapitel 5 sind hierfür einige Beispiele aufgeführt. Als schwerwiegender Nachteil dieses Kompondierungsverfahrens erweist sich, daß unter bestimmten Umständen nichtlineare Verzerrungen auftreten.

Zur Vermeidung oder Milderung dieser nichtlinearen Verzerrungen kann man den Kompondierungsvorgang mit einer gewissen 'Trägheit' ausstatten, die ihre Entsprechung in der durch den Effekt der Nachverdeckung gekennzeichneten 'Trägheit' des Hörvorgangs hat.

Definiert man eine geeignete, dem zeitabhängigen Nutzsinal 'hüllkurvenartig' folgende Größe, so gelangt man ausgehend von der grundsätzlichen Beschreibung der Kompondierung zu dem sogenannten Silbenkomponder, dessen Eigenschaften in Kapitel 6 dargestellt werden.

Die Methode zur Gewinnung einer solchen 'hüllkurvenartigen' Größe und die Art ihrer Einwirkung auf das Nutzsinal bestimmen die speziellen Eigenschaften eines Silbenkomponders. Diese Größe wird im folgenden als 'Steuergröße' bezeichnet.

Im Kapitel 7 werden verschiedene Verfahren zur Gewinnung einer Steuergröße vorgestellt, miteinander verglichen und Dimensionierungsregeln abgeleitet. Bemerkenswert ist dabei, daß sich für jede spezielle Variante ein eindeutiger Zusammenhang zwischen restlicher nichtlinearer Signalverzerrung und dem Ausklingverhalten des Silbenkomponders angeben läßt.

Die Forderung nach geringen Signalverzerrungen führt jedoch stets zu Ausklingzeiten, die deutlich größer als die Nachverdeckungszeit des Ohres sind. Um die Silbenkompondierung an die Eigenschaften des Hörvorgangs anzupassen, sind daher zusätzlich weitere Maßnahmen erforderlich.

Eine Lösungsmöglichkeit für die angeführte Problematik ist vom Verfasser dieser Arbeit realisiert worden: Das in zahlreichen Geräten der Unterhaltungselektronik angewendete 'HIGH COM' - Kommandierungsverfahren /52/ enthält eine an die Nachverdeckungseigenschaften des Ohres angepaßte, signalabhängig umschaltbare nichtlineare Glättung zur Gewinnung der erwähnten 'hüllkurvenartigen' Steuergröße.

In Kapitel 7.7 ist dies ausführlich beschrieben.

Die in Kapitel 3 beschriebene Frequenzabhängigkeit der gegenseitigen Verdeckung gleichzeitiger Schallereignisse führt dazu, daß die Qualität der bisher beschriebenen Silbenkommandierung nicht immer als ausreichend betrachtet werden kann. Bei qualitativ hochwertigen und aufwendigen Kommandierungsverfahren wird daher häufig eine Aufteilung des Übertragungsfrequenzbandes in mehrere getrennt silbenkommandierte 'Bänder' vorgenommen /33, 43/.

Eine exakte Bemessungsvorschrift hierfür fehlt. Die Anzahl der Frequenzbänder und die Lage der Frequenzbandgrenzen werden meist von Aufwands- und Zweckmäßigkeitsgesichtspunkten bestimmt und durch Versuch ermittelt. Um hierfür zu einer besseren Beschreibung zu gelangen, wird in Kapitel 8 - zunächst ohne Rücksicht auf Realisierbarkeit - die Beschreibung der Kommandierung zeitabhängiger Vorgänge zur Beschreibung einer Kommandierung zeitunabhängiger aber frequenzabhängiger Größen angewendet.

Als Ergebnis erhält man eine der Momentanwertkommandierung im Zeitbereich äquivalente Beschreibung der Kommandierung im Frequenzbereich. Diese Variante der Kommandierung führt jedoch zu praktisch nicht realisierbaren Übertragungsfunktionen.

Eine dem ersten Ansatz nur näherungsweise entsprechende aber dafür realisierbare Form der Kommandierung im Frequenzbereich kann mit Hilfe einer Größe definiert werden, die durch 'Glättung' aus dem Spektrum des Nutzsignals hervorgeht.

Dieser weiterführende Ansatz gründet sich darauf, daß die den Verdeckungseffekt im Frequenzbereich kennzeichnenden Mithörschwellen in Bezug auf die Frequenzachse durch relativ 'glatte' Funktionen charakterisierbar sind.

Beschränkt man sich auf Schallereignisse, die sich durch stationäre Prozesse modellieren lassen, so erhält man eine der Beschreibung der Silbenkommandierung im Zeitbereich äquivalente Beschreibung einer Kommandierung im Frequenzbereich. In Analogie zu der Bezeichnung 'Silbenkommander' wird für ein solches Verfahren die Bezeichnung 'Formantkommander' vorgeschlagen.

Da eine Modellierung natürlicher Schallereignisse aber zweckmäßiger durch nichtstationäre Prozesse erfolgt, ist es erforderlich, die Beschreibung der Formantkommandierung entsprechend zu erweitern. Dies führt mit der gleichen grundsätzlichen Form der Beschreibung auf eine sowohl bezüglich der Zeitachse als auch bezüglich der Frequenzachse geglättete Größe, deren Eigenschaften die zeitlichen und spektralen Verdeckungseffekte des Ohres berücksichtigen.

Aus dieser allgemeinen Darstellung der Kommandierung, die bestimmte Ohreigenschaften zur Irrelevanzreduktion ausnutzt, lassen sich dann alle bekannten speziellen Verfahren ableiten. Insbesondere erhält man hieraus auch eine quantitative Begründung der bei der Silbenkommandierung häufig verwendeten Frequenzbandaufteilung.

Diese ergibt sich nämlich als eine vereinfachende Annäherung an eine allgemeine Formantkommandierung bei Berücksichtigung der Möglichkeiten der analogen Signalverarbeitung.

Betrachtet man darüberhinaus die Mittel und Möglichkeiten der digitalen Signalverarbeitung, so ist zu erkennen, daß die gewählte Beschreibungsweise der Kommandierung auf Wege zur weiteren Erhöhung der Leistungsfähigkeit dieses Verfahrens der elektroakustischen Signalübertragung hinweist.

## 2. Elektroakustische Übertragungstechnik

### 2.1 Übertragungsaufgabe

Die Elektroakustik hat es ermöglicht, Schallereignisse zu konservieren und über Raum und Zeit zu transportieren. Die dabei zur Anwendung kommenden Verfahren haben sich historisch entwickelt und nicht immer wurden auch theoretische Überlegungen zur Optimierung dieser Verfahren herangezogen.

Will man die Mittel und Verfahren der Informationstheorie auf eine Übertragungsaufgabe anwenden, so muß u. a. ein Gütekriterium ausgewählt werden. Dieses kann zumeist aus dem Zweck der Übertragung abgeleitet werden. So ist es z. B. wesentlich, ob ein Schallereignis zur Übermittlung einer Nachricht im Sinne einer Mitteilung übertragen werden soll, oder ob die Übertragung eine ästhetisch bzw. geschmacklich befriedigende Reproduzierung von Hörereignissen ermöglichen soll.

Hieraus ergeben sich dann ganz unterschiedliche Übertragungsverfahren, die entsprechend den obigen Beispielen z. B. als Fernsprechübertragung oder als 'High-Fidelity'-Übertragung realisiert sein können.

Insbesondere auf die 'High-Fidelity'-Übertragung im Zusammenhang mit einem aufgrund subjektiver Wahrnehmung definierten Gütekriterium soll in den folgenden Überlegungen eingegangen werden. Einen Eindruck von der Vielfalt der Schallereignisse, die vom menschlichen Gehör zu Hörereignissen verarbeitet werden können und die daher auch durch ein Übertragungsverfahren reproduziert werden müssen, gibt die Darstellung der 'Hörfläche' nach Zwicker /16/ in Bild 1.

Eine durch die Schwingungsfrequenz  $f$  und durch den Effektivwert des Schall-Wechseldrucks  $p$  gekennzeichnete Schallschwingung koinzidiert mit einer Hörempfindung, sofern der durch  $f$  und  $p$  gegebene Koordinatenschnittpunkt oberhalb der Kurve liegt, die mit 'Hörschwelle' bezeichnet ist. Oberhalb der mit 'Schmerzgrenze' bezeichneten Kurve geht die Hörempfindung in eine Hör- und Schmerzempfindung über.

In Bild 1 sind zusätzlich die Bereiche zwischen Hörschwelle und Schmerzgrenze angegeben, die für die in Sprache bzw. in Musik vorkommenden Schallereignisse typisch sind. Die Angaben für Musik sind über zwanzig Jahre alt und inzwischen z.B. wegen des erfolgten Wandels des Musikgeschmacks sicherlich korrekturbedürftig. Man wird davon ausgehen dürfen, daß von zeitgenössischer elektronischer Musik nahezu die gesamte Hörfläche genutzt wird.

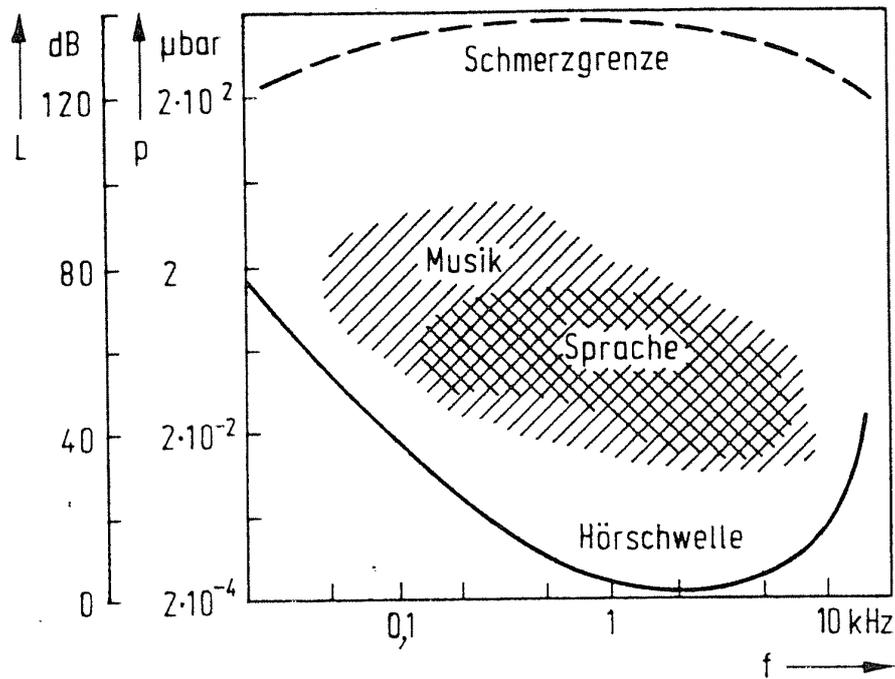


Bild 1

Darstellung der Hörfläche nach Zwicker /16/

$p$  : Schalldruck

$L$  : Schalldruckpegel  $L = 20 \log (p/p_0)$

$p_0 = 2 \times 10^{-5} \text{ Pa} = 2 \times 10^{-4} \mu\text{bar}$

(weitere Erläuterungen im Text)

## 2.2 Nachrichtenquellen und Nachrichtensinken

Ein Nachrichtensystem besteht aus einer Nachrichtenquelle, einer Nachrichtensinke und aus einem diese verbindenden Nachrichtenkanal. Wegen der vielfältigen unterschiedlichen Möglichkeiten zur Realisierung von Nachrichtensystemen ist es notwendig und zulässig, nach Zweckmäßigkeitsgesichtspunkten Schnittstellen zu definieren und den gesamten Teil eines Nachrichtensystems vor einer solchen Schnittstelle als Nachrichtenquelle für den Teil hinter der Schnittstelle zu betrachten. Ebenso kann der Teil hinter einer Schnittstelle als Nachrichtensinke für den Teil vor der Schnittstelle betrachtet werden /5, 18/.

Bei einem elektroakustischen Nachrichtensystem können so z. B. anstelle einer Schallquelle die Ausgangsklemmen eines Mikrofon-Vorverstärkers als Nachrichtenquelle aufgefaßt werden. Beschreibt man die von dieser Quelle ausgehenden elektrischen Signale mit Hilfe zeit- und wertkontinuierlicher Zeitfunktionen, dann sind die ursprünglich von der Schallquelle ausgehenden Nachrichten durch jene Zeitfunktionen repräsentiert.

Eine Nachrichtenquelle, die durch stochastische Auswahl aus ihrem Zeichenvorrat Nachrichten emittiert, kann zunächst durch den 'Entscheidungsgehalt'  $H_0$  gekennzeichnet werden. Dieser hängt nur von der Größe  $n$  des Zeichenvorrats ab und gibt die maximal mögliche Informationsmenge an, die im Mittel von der Quelle durch die Emission eines Zeichens abgegeben werden kann.

Da nicht alle Zeichen mit gleicher Wahrscheinlichkeit auftreten müssen, kann der tatsächliche mittlere Informationsgehalt  $H$  (die 'Entropie' der Quelle) geringer sein. Die Differenz von Entscheidungsgehalt  $H_0$  und Entropie  $H$  wird als 'Redundanz'  $R$  bezeichnet. Bei den von einer beliebigen Quelle ausgehenden Nachrichten können daher redundante und nichtredundante Anteile unterschieden werden, wobei die Übertragung der redundanten Anteile (bei ungestörter Übertragung) unnötig ist und unterbleiben kann, da der Empfänger bei Kenntnis der stochastischen Eigenschaften der Quelle die redundanten Anteile einer Nachricht vollständig aus den nichtredundanten rekonstruieren kann.

Eine weitere Unterscheidungsmöglichkeit für die von einer Quelle ausgehenden Nachrichten besteht in der Unterteilung in solche Nachrichten, die den Empfänger als Nachrichtensinke interessieren und für ihn 'rélevant' sind, und in solche, die ihn nicht interessieren und daher 'irrelevant' sind. Die Einstufung von Information als 'Irrelevanz' <sup>1)</sup> geschieht demnach aufgrund von Eigenschaften der Nachrichtensinke, wobei sowohl physikalisch-physiologisch objektive Gründe als auch subjektive und sogar irrationale Gründe maßgebend sein können. Vom Empfänger aus gesehen ist die Übertragung von irrelevanter Information ebenfalls unnötig und kann unterbleiben.

Die Festlegung, welcher Anteil der von einer Quelle ausgehenden Nachrichten nichtredundante und relevante Information darstellt, wird also zum einen von den stochastischen Eigenschaften der Nachrichtenquelle und zum anderen von Eigenschaften der Nachrichtensinke bestimmt.

Es ist sicherlich eine Idealvorstellung, daß redundante und irrelevante Anteile von Nachrichten vollständig eliminiert werden können. Die im Rahmen einer gestellten Aufgabe weitestmögliche Verminderung redundanter und irrelevanter Anteile vor einer Übertragung kann aber angestrebt werden.

---

1) Der Begriff 'Irrelevanz' wird in dem hier erwähnten Sinne in deutschsprachigen Veröffentlichungen angewendet (z. B. /22/). Zwar bezeichnet das englische 'irrelevance' als Begriff der Informationstheorie eine bedingte Entropie, der entsprechende deutsche Begriff ist nach DIN jedoch 'Streuentropie' /5/.

### 2.3 Quellencodierung

Eine der grundlegenden Aussagen der Shannon'schen 'Theory of Communication' /8/ ist, daß einem gestörten Übertragungskanal eine endliche Größe  $C$  als 'Kanalkapazität' zugeordnet werden kann und daß trotz der Störungen ein mittlerer Informationsfluß der Größe  $R$  ('Rate') fehlerfrei übertragen werden kann, wenn gilt :

$$C \geq R \quad (2.1)$$

Auf der Basis von (2.1) kann man zeigen, daß die exakte und fehlerfreie Übertragung der Signale einer zeit- und wertkontinuierlichen Quelle über einen Kanal mit endlicher Kapazität  $C$  unmöglich ist.

Es stellt sich daher die Aufgabe der Verminderung des von einer Quelle 'ausgehenden Informationsflusses, lösbar durch reversible Verminderung der Redundanz und durch irreversible Verminderung der Irrelevanz. Dies ist die Aufgabe der Quellencodierung.

Bei diskreten Quellen mit bekannten stochastischen Eigenschaften gelingt z. B. die Reduzierung der Redundanz durch Optimalcodierung /15/. Die Nachrichtenreduktion bei kontinuierlichen Quellen scheint zunächst an dem unbeschränkten Zeichenvorrat dieser Quellen zu scheitern.

Die direkte Beobachtung einer kontinuierlichen Nachrichtenquelle ist aber mit physikalischen Meßverfahren oder mit den menschlichen Sinnesorganen grundsätzlich nicht exakt, sondern nur unter Beachtung einer 'Unschärferelation' möglich. Dies gilt ebenso, wenn die Signale etwa über einen Kanal mit beliebig großer Kapazität fehlerfrei übertragen wurden. Daraus folgt, daß eine exakte Übertragung dieser Signale auch gar nicht erforderlich ist.

Mit Hilfe der Rate/Distortion-Theorie /11/ kann man auch einer kontinuierlichen Nachrichtenquelle eine endliche Rate  $R$  zuordnen. Diese Rate ist aber abhängig von einer Größe  $D$  ('Distortion'), die ein Maß für die Ungenauigkeit angibt, mit der die von der Quelle ausgehende Nachricht bei einer Übertragung mit der Rate  $R(D)$  reproduziert werden kann. Entsprechend (2.1) gibt  $R(D)$  die zur Übertragung mindestens notwendige Kanalkapazität an.

Die Größe  $D$  erhält man durch die geeignete Definition eines Gütekriteriums ('fidelity criterion'). Die Rate  $R(D)$  ist eine nichtnegative und mit größer werdendem  $D$  monoton abfallende Funktion. Der exakten Reproduktion entspricht  $D = 0$ , wofür bei einer kontinuierlichen Quelle  $R(D)$  über alle Grenzen wächst.

Die explizite Berechnung und Darstellung von  $R(D)$  gelingt auf einfache Weise nur bei bestimmten Spezialfällen. Insbesondere ist hierfür eine 'mathematische' Formulierung der Größe  $D$  erforderlich. Als Gütemaß eignet sich in vielen Fällen die mittlere quadratische Abweichung (RMS-measure z.B. in /8/).

Für eine wert- und zeitkontinuierliche Quelle mit Gauß'scher Wahrscheinlichkeitsdichte und idealer Frequenzbandbegrenzung auf die Bandbreite  $B$  erhält man so z.B. bei einer mittleren Signalleistung  $S$  und der mittleren quadratischen Abweichung  $D$  :

$$R(D) = B \cdot \log_2 (S / D) \quad \text{bit/s} \quad (2.2)$$

Ähnliche Ausdrücke sind für Quellen mit anderen stochastischen Eigenschaften und für andere Gütekriterien abgeleitet worden /11/. Die Formel (2.2) wird wegen ihrer Einfachheit aber häufig zur Abschätzung benutzt, insbesondere dann, wenn kein explizit formuliertes Gütekriterium vorliegt.

Shannon weist bereits 1948 darauf hin /20/, daß für die Informationsverarbeitung durch das menschliche Gehör andere und weitaus kompliziertere Gütekriterien als das Kriterium der mittleren quadratischen Abweichung gelten müssen. Die Kenntnis und Formulierung dieser Kriterien würde eine genauere Abschätzung der für eine elektroakustische Nachrichtenübertragung notwendigen Rate  $R$  ermöglichen.

Benutzt man aber vorläufig (2.2) zur Abschätzung der Rate, die einer elektroakustischen Quelle zugeordnet werden kann, deren Signale innerhalb der Hörfläche nach Bild 1 liegen, so sind als Bandbreite  $B$  etwa 20 kHz anzusetzen. Nimmt man den Wert der minimalen Schallintensität  $I_0$  an der Hörschwelle als zulässige mittlere quadratische Abweichung  $D$ , so erhält man unter Berücksichtigung der um den Faktor  $10^{12}$  größeren maximalen Schallintensität  $I_{\max}$  :

$$R \approx B \cdot \lg ( I_{\max} / I_0 ) \approx 800\,000 \text{ bit/s} \quad (2.3)$$

Diese Abschätzung zeigt, daß zur Übertragung einer Stereo-Signalquelle eine Kanalkapazität von etwa 1,6 Mbit/s erforderlich ist. Sie geht aber noch davon aus, daß die Signalquelle redundanzfrei ist und daß auch irrelevante Anteile übertragen werden. Historisch bedingt werden bei der analogen Übertragungstechnik nur einfache Codierungsverfahren benutzt und Verfahren der Redundanz- und Irrelevanzreduktion kaum angewendet, was zur Folge hat, daß mit Raten entsprechend (2.3) gearbeitet werden muß und Übertragungskanäle entsprechend hoher Kapazität bereitgestellt werden müssen.



## 2.4 Gebräuchliche Übertragungskanäle

Infolge der historisch bedingten Entwicklung der elektroakustischen Übertragungstechnik wurden zur Übertragung der von den Nachrichtenquellen ausgehenden wert- und zeitkontinuierlichen Signale ebenfalls wert- und zeitkontinuierliche Übertragungskanäle benutzt. Erst in jüngerer Zeit werden auch wert- und zeitdiskrete Verfahren eingesetzt.

Die wohl bekannteste Aussage der Shannon'schen Arbeiten ist die Formel zur Bestimmung der Kanalkapazität eines kontinuierlichen Übertragungskanals, der durch additives weißes thermisches Rauschen gestört ist.

Wenn dieser Kanal durch eine ideale Frequenzbandbegrenzung auf die Bandbreite  $B$ , eine mittlere Signalleistung  $S$  und die Leistung  $N$  des ebenfalls ideal frequenzbandbegrenzten 'weißen' Rauschens mit Gauß'scher Verteilungsdichte gekennzeichnet ist, dann ist seine Kanalkapazität:

$$C = B \lg \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad \text{bit/s} \quad (2.4)$$

Obwohl die genannten Voraussetzungen praktisch nicht eingehalten werden können oder oft gar nicht berücksichtigt werden, wird (2.4) sehr häufig zur Abschätzung und zum Vergleich realer Übertragungskanäle benutzt. In dieser Weise sind in der Tabelle 1 die Daten einiger gebräuchlicher Kanäle zusammengestellt und ihre Kanalkapazitäten durch Anwendung von (2.4) abgeschätzt worden.

Vergleicht man diese mit der ersten Abschätzung der zu erwartenden Quellenrate in (2.3), so erkennt man, daß die Bedingung (2.1) für störungsfreie Übertragung nur bei dem Beispiel der PCM-Aufzeichnung auf Video-Bandgeräten erfüllbar ist.

Benutzt man die anderen in Tabelle 1 aufgeführten Kanäle, so kann die gewünschte elektroakustische Übertragung nicht störungsfrei erfolgen. Das heißt, daß das Gütekriterium, das bei der Aufstellung von (2.3) benutzt wurde, nicht erfüllt wird.

Die tägliche Erfahrung zeigt allerdings, daß diese anderen Kanäle nicht durchweg abgelehnt werden. Dazu gehört dann aber offenbar ein anderes Gütekriterium als jenes, das für (2.3) benutzt wurde.

Kanal	Bandbreite B	(S+N)/N	Kanalkapazität
Telefon	4 kHz	30 dB	40 000 bit/s
Cassetten- Tonbandgerät	18 kHz	55 dB	329 000 bit/s
Spulen- Tonbandgerät	20 kHz	65 dB	432 000 bit/s
Video-Bandgerät mit PCM-Tonaufzeichnung (zwei Tonkanäle)	10 MHz	>6 dB	>20 x 10 <sup>6</sup> bit/s

Tabelle 1

Nach Gl. (2.4) geschätzte Kanalkapazitäten einiger für die elektroakustische Übertragung gebräuchlicher zeit- und wertkontinuierlicher Kanäle

## 2.5 Informationsaufnahme über das menschliche Gehör

Wenn man die Rate abschätzen will, mit der Information über das menschliche Gehör aufgenommen werden kann, so kann man zunächst die Unterscheidungsfähigkeit des Hörorgans als Gütekriterium heranziehen.

Nach Zwicker /16/ sind innerhalb der Hörfläche  $n = 15840$  verschiedene Geräusche vom Gehör unterscheidbar. Die entsprechende Unterteilung der Hörfläche ist in Bild 2 dargestellt. Nimmt man zunächst einmal an, daß beliebige zeitlich simultane Kombinationen aller dieser Geräusche auftreten und auch unterschieden werden können, so benötigt man ein Codealphabet mit einem Wortvorrat von  $2^n$  Wörtern. Nimmt man ferner an, daß die mittlere zeitliche Auflösungs-fähigkeit für eine solche Geräuschkombination derjenigen für ein Einzelgeräusch entspricht (20 ms /16/), so führt dies wie in (2.3) zu einer Quellencodierung mit einer Rate von etwa 800 000 bit/s.

Für Sinustöne ist das Auflösungsvermögen des Gehörs noch deutlich größer. Etwa 330 000 verschiedene Sinustöne können unterschieden werden /16/. Dies ist in Bild 3 dargestellt. Die mittlere für die Auflösung eines Sinustones benötigte Zeit liegt bei etwa 250 ms /30/.

Nimmt man zunächst wieder an, daß beliebige zeitlich simultane Kombinationen dieser 330 000 Sinustöne auftreten und auch unterschieden werden können, so gelangt man zu einer Quellenrate von etwa 1,3 Mbit/s.

Bei beiden Abschätzungen wurde allerdings das Gütekriterium zu streng angesetzt, denn die Analysierschärfe des Gehörs nimmt deutlich ab, wenn die zur Verfügung stehende Zeit verkürzt wird /32/, und bestimmte gleichzeitige oder aufeinanderfolgende Kombinationen von Geräuschen oder Tönen können vom Gehör nicht unterschieden werden. Berücksichtigt man diese Gehöreeigenschaften, so gelangt man zu einer kleineren Rate  $R$  zur Kennzeichnung der Informationsaufnahme über das menschliche Gehör.

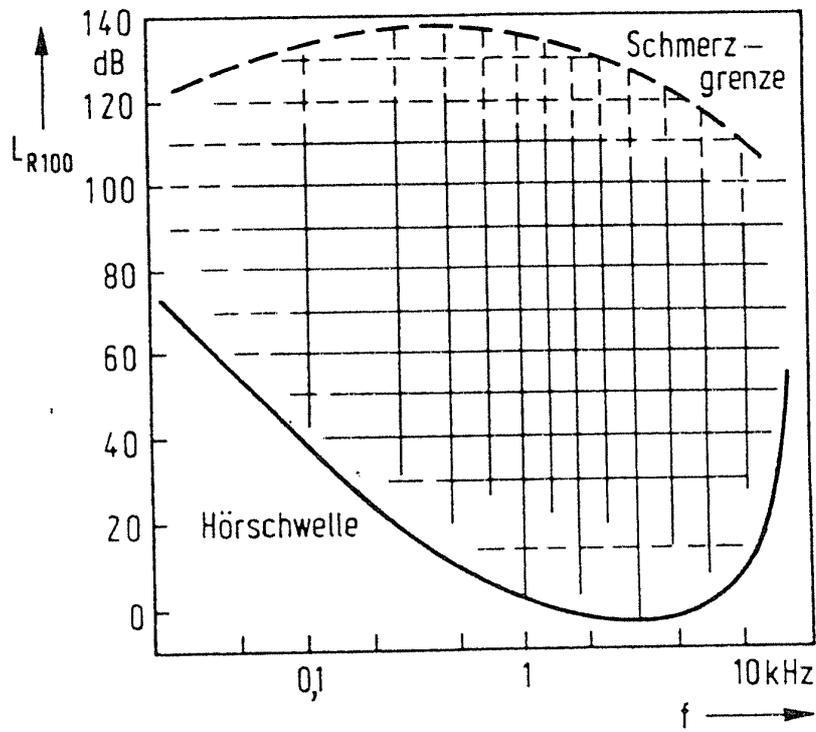


Bild 2

Innerhalb der Hörfläche unterscheidbare Geräusche  
Ein Rechteck entspricht 10 x 10 Geräuschen  
(nach /16/)

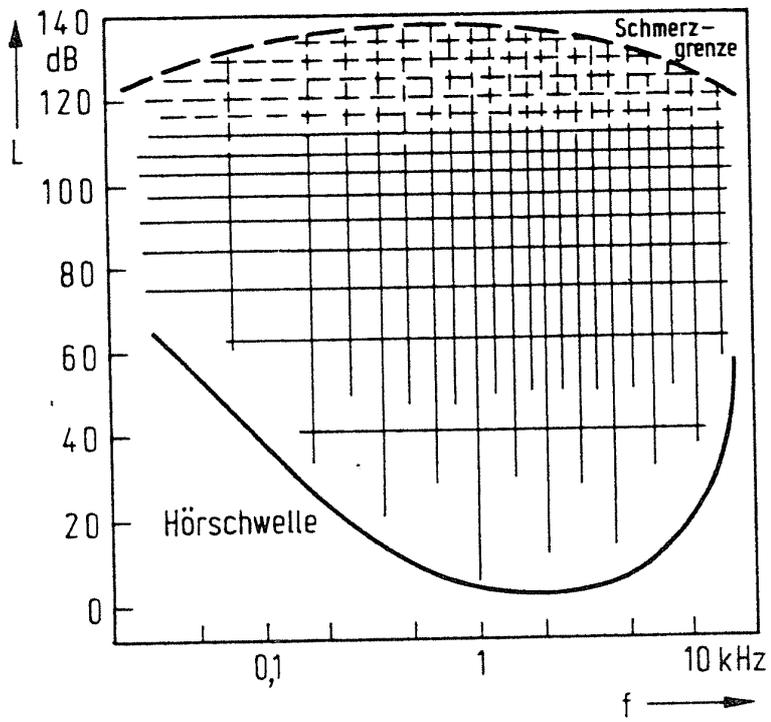


Bild 3

Auflösungsvermögen des Gehörs für Sinustöne  
Ein Rechteck entspricht 32 x 32 Sinustönen  
(nach /16/)

Die Zeitabhängigkeit der Unterscheidungsfähigkeit des Gehörs wird in einer Untersuchung von Jacobson /38/ berücksichtigt, wobei er schließlich die Kapazität des Gehörs als Nachrichtenkanal zwischen Außenwelt und Gehirn mit etwa 800 bit/s angibt. Über die Aufnahmefähigkeit des menschlichen Gehirns als Nachrichtensinke am Ende des Übertragungskanals 'Gehör' ist damit aber noch keine Aussage getroffen.

Über Abschätzungen der Informationsrate, die von der Nachrichtensinke 'Mensch' auf akustischem Wege aufnehmbar ist, wird von einer Reihe von Autoren berichtet (z. B. /6, 24, 50/).

Die Angaben stimmen annähernd überein und lassen sich dahingehend zusammenfassen, daß der Mensch bei höchster Konzentration nur etwa 50 bit/s aufnehmen kann.

Hierbei muß es sich um eine Einschränkung der Verarbeitungsmöglichkeiten des Gehirns handeln, denn die Informationsaufnahme läßt sich z. B. durch gleichzeitig dargebotene akustische und optische Signale nicht über die 50 bit/s hinaus erhöhen /23, 44/. Zum gleichen Zahlenwert gelangt man auch bei der Analyse der maximalen optischen Signalverarbeitung beim Lesen /48/.

Interessanterweise wird der mittlere Informationsfluß von Sprache ebenfalls mit etwa 50 bit/s abgeschätzt. Es liegt nahe, hier eine gegenseitige Beeinflussung bei der Entwicklung der Informationsverarbeitung für Sprechen und Hören zu vermuten /50/.

## 2.6 Diskrepanz zwischen maximaler Informationsaufnahme und gebräuchlicher Kanalkapazität

Wenn man die etwa 50 bit/s der maximalen menschlichen Aufnahme-fähigkeit vergleicht mit der Kapazität gebräuchlicher elektroakustischer Übertragungskanäle, so stößt man auf eine kaum glaubliche Diskrepanz. Auf den Menschen und seine Sinnesorgane strömt ständig ein außerordentlich hoher Informationsfluß ein und die menschliche Informationsverarbeitung ist offenbar in der Lage, aus diesem Informationsfluß nicht interessierende Information in hohem Maße zu entfernen und sich auf einen kleinen Ausschnitt so zu konzentrieren, daß die Verarbeitungsfähigkeit des Gehirns nicht überschritten wird.

Die Idee drängt sich förmlich auf, ein vergleichbares Verfahren bereits vor der elektroakustischen Übertragung einzusetzen. Dazu ist es aber erforderlich, die Funktionsweise dieses Auswahl- und Verarbeitungsapparates zu kennen.

Es ist zunächst festzustellen, daß ein großer Teil des Informationsflusses (wie z. B. Ultraschall, Infraschall, elektromagnetische Wellen außerhalb des Bereiches des sichtbaren Lichts) allein deswegen nicht aufgenommen wird, weil die dafür erforderlichen Sinnesorgane fehlen oder ungenügend ausgebildet sind. Ferner haben die Sinnesorgane nur eine begrenzte Analysierschärfe und evtl. eine bevorzugte Empfangsrichtung, wie z. B. bei der optischen Wahrnehmung. Die bewußte Steuerung des optischen Wahrnehmungsvorgangs durch Ausrichtung der Augenachse und konzentriertes und genaues 'Hinsehen' wählt so aus der aufnehmbaren optischen Information nur einen kleinen Teil aus, der dann im Gehirn bevorzugt ausgewertet wird.

Ein vergleichbarer Vorgang spielt sich bei der akustischen Wahrnehmung ab, was auch sprachlich durch den Begriff 'Hinhören' belegt wird.

Offenbar befindet sich in der gesamten Verarbeitungskette zwischen Außenohr und Gehirn ein extrem adaptives System zur Selektion relevanter, d. h. im Moment wichtiger Information, das selbst bei außergewöhnlich starken Störungen das 'Heraushören' der für wichtig erachteten Information gestattet.

Dieses adaptive System ist aber auch in der Lage, bei veränderter Aufgabenstellung eben genau die Störungen 'herauszuhören'.

Die beschriebenen Auswahlmechanismen bei der optischen und bei der akustischen Wahrnehmung werden jeweils von der wahrnehmenden Person selbst individuell gesteuert, wobei es von sehr subjektiven Kriterien abhängen kann, was das Individuum als 'relevante Information' auffaßt.

Zwar ist es vorstellbar, an den Anfang einer elektroakustischen Übertragungskette einen Codierer zu stellen, der genau diesen Auswahlprozeß nachbildet und nur jeweils die akustische Information codiert und zur Übertragung bereitstellt, die vom Empfänger gerade als wichtig erachtet wird. Dies ist aber schon dann nicht mehr möglich, wenn das Ausgangssignal der Übertragungskette mehreren Individuen dargeboten werden soll, wie z.B. beim Rundfunk. Man kann wohl kaum davon ausgehen, daß die Auswahlprozesse mehrerer Hörer stets identisch und von nur einem Codierer nachzubilden sind.

Trotzdem ist eine gewisse Auswahllenkung fester Bestandteil sowohl beim Ton- und Fernsehrundfunk als auch beim Film: Durch die Art der Kamera- und Mikrofonführung 'zwingt' der Regisseur Zuschauer und Zuhörer innerhalb gewisser Grenzen, ihre Aufmerksamkeit auf einen bestimmten Teil eines weitaus komplexeren Ereignisses zu richten.

Es handelt sich also um einen von einem einzelnen Individuum gesteuerten Auswahlprozeß, dem alle anderen Beteiligten synchron folgen müssen. Daß dies nicht unproblematisch ist und immer wieder Anlaß zu Einwänden bietet, zeigen Kommentare zum Tonfilm /65/ oder zum Stereo-Ton beim Fernsehen /75/.

Die beschriebene Vorgehensweise bei der Kamera- und Mikrofonführung in Film und Rundfunk ist in der Tat ein Verfahren zur irreversiblen Reduktion der zu übertragenden Information. Wollte man aber die Vorauswahl der zu übertragenden Information noch weiter treiben, so müßte man wohl davon ausgehen, daß die Bereitschaft der Zuschauer und -hörer zur Billigung dieser Vorauswahl durch nur eine Person stark zurückgehen würde.

Es scheint daher kaum möglich zu sein, die gesamte adaptive Nachrichtenreduktion in der sensorischen Verarbeitungskette bereits in einem Quellencodierer am Anfang der Übertragungskette zu realisieren.

Die große Diskrepanz zwischen der maximalen menschlichen Informationsaufnahme und der für die elektroakustische Übertragung mit hoher Qualität benötigten Kanalkapazitäten müßte aber durchaus noch Raum für realisierbare Lösungen bieten.

## 2.7 spezielle Quellencodierer und -decodierer

Die Reproduktion eines bestimmten Schalldrucksignals an anderem Ort und zu anderer Zeit wird üblicherweise durch elektroakustische Wandlung und elektrische Übertragung sowie durch mechanische, magnetische oder optische Speicherung vorgenommen.

Bereits vor der Erfindung der elektrischen Übertragungstechnik wurde diese Aufgabe jedoch schon rein mechanisch und später elektromechanisch gelöst, wenn auch mit erheblichen Einschränkungen.

Die Erzeugung des zu einem bestimmten Musikinstrument und Musikstück gehörenden Schalldrucks ist ja nicht nur durch elektroakustische Wandler, sondern ebenso auch durch die dem Musikinstrument eigene Mechanik selber möglich. Tatsächlich ist zur Steuerung eines 'elektrischen' Klaviers /31/ oder etwa eines Orchestrions /86/ ein Übertragungskanal mit bedeutend geringerer Kapazität erforderlich als für die elektroakustische Übertragung des gleichen Schallereignisses.

Die Kanalkapazität der Papierrollenmechanik bei einem durch 60 Lochreihen über einen Tonumfang von fünf Oktaven gesteuerten Papierrollenklavier läßt sich bei einer Papiergeschwindigkeit von etwa 5 cm/s und einer Positioniergenauigkeit von etwa 1 mm auf etwa 3000 bit/s abschätzen.

Über die Nuancierungsmöglichkeiten solcher Geräte wird Erstaunliches berichtet /28/, und es besteht wohl kaum Zweifel daran, daß die akustische Reproduktion von Klaviermusik durch elektroakustische Wandler niemals so überzeugend vorgenommen werden kann, wie durch einen tastengesteuerten Konzertflügel selber.

Selbstverständlich ist dieses Verfahren auf einige wenige Musikinstrumente beschränkt und versagt mangels geeigneter Codierer und Decodierer z. B. bei der Übertragung von Klängen aus Blasinstrumenten oder der menschlichen Singstimme. Dabei sollte jedoch nicht vergessen werden, daß es mechanische Geräte zur Wiedergabe von Blasinstrumenten /86/ und sogar der menschlichen Stimme /64/ schon vor mehr als hundert Jahren gegeben hat.

Die Unvollkommenheit dieses Verfahrens wird auch dadurch deutlich, daß die mechanischen Musikautomaten von der Edison'schen Sprechmaschine und deren Nachfolgern verdrängt wurden. Diese arbeiteten zunächst zwar auch nur mechanisch, konnten aufgrund ihres Prinzips aber Schallereignisse jeder Art übertragen, wenn auch zunächst nur sehr unvollkommen.

Das Prinzip des Papierrollenklaviers findet sich heute wieder in der digitalen Steuerung von elektronischen Orgeln und Musiksynthesizern. Für professionelle Ansprüche wird das sogenannte 'MIDI'-Verfahren (Musical Instrument Digital Interface) /26/ verwendet, bei dem über einen Datenkanal mit einer maximalen Kapazität von 31 250 bit/s mehrere Instrumente miteinander gekoppelt oder von einem Rechner gesteuert werden können.

Für geringere Ansprüche werden digitale Aufzeichnungen auf einfachsten Cassettenrecordern verwendet. Auch die elektromechanische Steuerung von Klavieren wird immer noch angewendet /31/.

## 2.8 Verbleibende Aufgabe

Bei einer Vielzahl von elektroakustischen Übertragungsaufgaben ist es erwünscht, die benötigte Kanalkapazität zu reduzieren. Die bisherigen Überlegungen haben gezeigt, daß eine Reduktion der für die elektroakustische Übertragung erforderlichen Kanalkapazitäten durch Redundanz- und Irrelevanzreduktion möglich, aber auch beschränkt ist.

Aus der Shannon'schen Formel für die Kanalkapazität wert- und zeitkontinuierlicher Kanäle (2.4) ergibt sich, daß eine verminderte Kanalkapazität entweder durch eine verminderte Übertragungsbandbreite oder durch eine Verminderung des Nutzsignal/Störsignal-Verhältnisses gekennzeichnet werden kann.

Die subjektive Einstellung zu der für eine Übertragung mit hoher Qualität erforderlichen Übertragungsbandbreite hat sich in den letzten Jahrzehnten stark verändert (z. B. /27, 47, 51, 58/). Es gehört heute aber sicherlich zu einer 'High-Fidelity'-Übertragung die Übertragung des gesamten Frequenzbandes, über das sich die Hörfläche erstreckt. Eine Veränderung der Übertragungsbandbreite soll daher im folgenden nicht betrachtet werden, obwohl auch hierfür interessante Vorschläge gemacht wurden /57, 60/.

Es sollen aber Verfahren untersucht werden, die bei einem gegebenen Gütekriterium unter Ausnutzung der Eigenschaften der menschlichen Hörwahrnehmung die Verwendung von Kanälen gestatten, deren geringes Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis sie eigentlich als nicht geeignet erscheinen läßt.

### 3. Spezielle Eigenschaften des Gehörs

#### Zusammenfassung

Wie schon in Kapitel 2.5 angesprochen wurde, ist der menschliche Gehörmechanismus in der Lage, innerhalb der Hörfläche eine große Zahl sich nur geringfügig unterscheidender Schallereignisse zu trennen. Dies scheint zunächst für die elektroakustische Übertragung einen Code mit großem Zeichenvorrat und hoher Emissionsrate und entsprechend einen Übertragungskanal mit hoher Kanalkapazität zu erfordern.

Die Daten über die Grenzen der Unterscheidungsfähigkeit des Gehörs sind unter idealen Versuchsbedingungen und insbesondere ohne Anwesenheit eines anderen akustischen Ereignisses ermittelt worden. Weitergehende Untersuchungen des Hörvorgangs haben aber gezeigt, daß die Unterscheidungsfähigkeit sich wesentlich verändert, sobald andere akustische Ereignisse hinzutreten. Dies geht soweit, daß bestimmte akustische Ereignisse bei Anwesenheit bestimmter anderer überhaupt nicht mehr wahrgenommen werden. Dies wird mit dem Begriff der 'Verdeckung' beschrieben.

Nicht wahrnehmbare akustische Ereignisse sind aber sicher als objektiv irrelevant einzustufen. Daher ist die Kenntnis der Verdeckungsmechanismen grundlegend wichtig für die Anwendung der Irrelevanzreduktion.

In den folgenden Kapiteln werden daher zunächst die anhand der zum Thema 'Verdeckung' existierenden Literatur erarbeiteten Erkenntnisse zusammengestellt.

#### 3.1 Auflösungsvermögen des Gehörs

Die Hörmechanismen im Innenohr, auf der Basilarmembran und bei der Nervenfortleitung sind anatomisch und physiologisch vielfältig untersucht worden. Grundsätzliche Darstellungen sind in /7/ und /10/ mit zahlreichen weiteren Literaturhinweisen zu finden.

Schallreize werden über das Außenohr und das Mittelohr über Trommelfell und Gehörknöchelchen an das Innenohr weitergeleitet. Dieses besteht aus einem schneckenförmig gebogenen, länglichen und mit Lymphflüssigkeit gefüllten Hohlraum, der teils von einer knöchernen Wand und teils von der elastischen Basilarmembran längsgeteilt wird, wobei in der Spitze der Schnecke eine Ausgleichsöffnung, das 'Helicotrema', vorhanden ist. Beide Teil-Hohlräume stehen am Anfang über je ein 'Fenster' mit dem Mittelohr in Verbindung. An einem dieser Fenster greift der steigbügel-förmige Teil der Hörknöchelchen an und bewirkt die Schallübertragung vom Trommelfell auf die Flüssigkeit innerhalb der Schnecke. Auf der beim erwachsenen Menschen etwa 30 mm langen Basilarmembran befinden sich Sinneszellen, die in vier Reihen zu etwa 3500 Stück angeordnet sind. Hier findet die Wandlung von mechanischen Reizen in Nervenimpulse statt.

Das Auflösungsvermögen des Gehörs für Geräusche und Sinustöne wurde schon in Bild 2 und Bild 3 dargestellt. Insgesamt erstreckt sich das Auflösungsvermögen des menschlichen Gehörs über nahezu 10 Oktaven entlang der Frequenzachse und über 6,5 Dekaden entlang der Schalldruckachse.

Durch v. Bekesy wurde nachgewiesen /82/, daß bei einem sinusförmigen Schallreiz die Basilarmembran nicht etwa ähnlich einem Zungenfrequenzmesser eine Resonanzerscheinung zeigt. Tatsächlich bildet sich eine Transversal-Wanderwelle aus, die mit kleiner Amplitude am ovalen Fenster beginnt, langsam anwächst, an einer bestimmten Stelle ein Maximum erreicht und gegen das Helicotrema hin rasch verschwindet. Die Lage dieses Maximums ist von der Frequenz abhängig, wobei bei Frequenzen unterhalb von etwa 400 Hz kein ausgeprägtes Maximum mehr entsteht und die Wellen bis zum Ende der Basilarmembran laufen. Eine Darstellung der Hüllkurven dieser Erregung in Abhängigkeit von der Frequenz zeigt Bild 4.

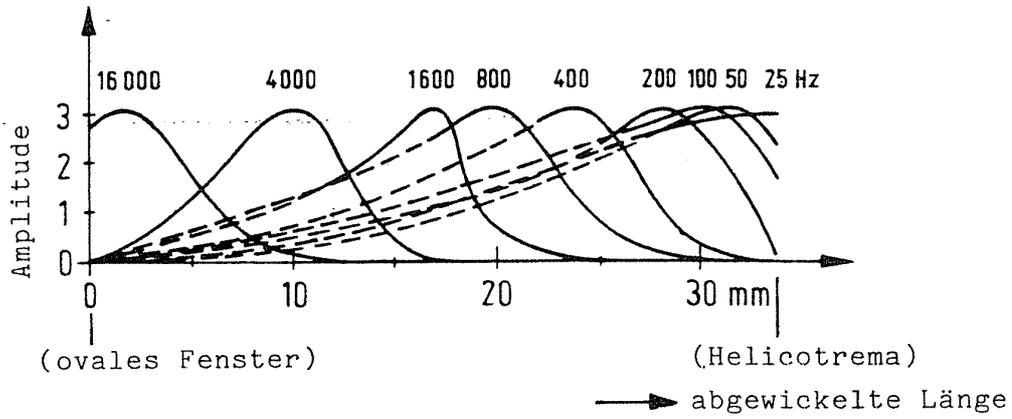


Bild 4  
Hüllkurven der Erregung der Basilarmembran bei  
verschiedenen Frequenzen des Schallreizes (nach /7/)

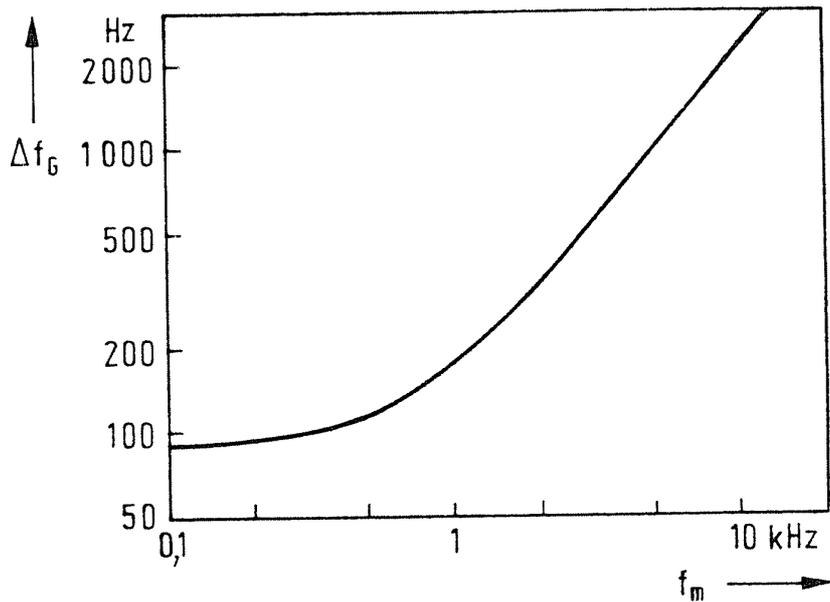


Bild 5  
Breite  $\Delta f_G$  einer Frequenzgruppe als Funktion  
ihrer Mittenfrequenz  $f_m$  (nach /10/)

Wie sich zeigen läßt /83/, ist die Ausprägung der in Bild 4 gezeigten Hüllkurven eine direkte Folge der starken Bewegungs- dämpfung innerhalb der Schnecke und der mit dem Abstand vom ovalen Fenster abnehmenden Steife der Basilarmembran. Demgegen- über spielt die Masse der bewegten Teile nur eine untergeordnete Rolle, weshalb auch keine Resonanzerscheinungen auftreten können. Die nur schwache Ausprägung der Maxima steht zwar im Einklang mit den beobachteten kurzen Einschwingzeiten des Gehörs von 4 - 10 ms /30/, erklärt aber nicht das hohe Auflösungsvermögen entlang der Frequenzachse. Anatomische Untersuchungen konnten schließlich den Nachweis für direkte Verkopplungen der Sinneszellen untereinander erbringen, und die heutige Erklärung für die Fähigkeiten zur Tonhöhenunterscheidung beruht auf der Annahme eines komplizierten Rechenvorgangs beginnend bei den Sinneszellen bis hinauf in die für die Hörempfindungen zuständigen Gehirnregionen.

Das Auflösungsvermögen des Gehörs hinsichtlich des Schalldrucks geht ebenfalls aus Bild 2 und Bild 3 hervor. Die Lautheits- empfindung ist bei einzelnen Sinustönen zwar vom Schalldruck direkt abhängig, es besteht jedoch eine starke Frequenzabhängig- keit. Dieser Zusammenhang wurde erstmals von Fletcher und Munson mit der Darstellung der 'Kurven gleicher Lautstärke' festgehalten /39/. Aus Schalldruck und Frequenz eines Tones läßt sich mit Hilfe standardisierter Kurven der Lautstärkepegel in phon und daraus wieder die Empfindungsgröße Lautheit in sone bestimmen. Sind jedoch mehrere Töne oder Geräusche an der Lautheitsempfin- dung beteiligt, ergibt sich die resultierende Lautheit nicht einfach durch Summation der einzelnen Lautheiten.

Die gleichzeitige Anwesenheit verschiedener Schallereignisse führt zu einer gegenseitigen Beeinflussung bei der Entstehung der Lautheitsempfindung. Die einzelnen Reize 'drosseln' sich gegen- seitig in ihrer Wirkung /25/. Die Menge dieser Beeinflussung ist stark abhängig von der gegenseitigen Lage der Reize auf der Frequenzachse sowie von den Intensitäten der einzelnen Reize.

Durch Messung dieser Abhängigkeit läßt sich nachweisen, daß sich die Basilarmembran bei einer Erregung spontan in getrennte schmale Bereiche unterteilt. Die Reizverarbeitung innerhalb dieser Bereiche unterscheidet sich deutlich von der Verarbeitung über mehrere Bereiche hinweg. Einen solchen Bereich bezeichnet man als 'Frequenzgruppe' /55/.

Die Lage der Frequenzgruppen ist nicht festgelegt, sie können spontan an jeder Stelle der Basilarmembran auftreten. Ihre jeweilige Breite auf der Basilarmembran beträgt etwa 1,3 mm. Bezogen auf die Frequenzachse ist die Breite einer Gruppe aber von der Mittenfrequenz abhängig, wie es in Bild 5 dargestellt ist.

Innerhalb einer solchen Gruppe dürfen bei der Lautheitsbestimmung die Schallintensitäten tatsächlich linear addiert werden. Die Gesamtempfindung ergibt sich dann aber durch Addition der Gruppenintensitäten unter Berücksichtigung der jeweiligen Drosselung /10/.

Ebenso wie für die Tonhöhenwahrnehmung ist also auch für die Lautheitswahrnehmung ein komplizierter Zusammenhang maßgebend.

### 3.2 Verdeckung gleichzeitiger Schallereignisse

Wird der durch ein Schallereignis hervorgerufene Anteil an der Lautheitsempfindung durch ein anderes Schallereignis so stark gedrosselt, daß der schließlich überhaupt nicht mehr zur Lautheitsempfindung beiträgt, so spricht man von 'Verdeckung'.

Der Verdeckungseffekt ist jedermann im täglichen Leben vertraut und wird mehr oder weniger bewußt berücksichtigt, wenn z.B. die Intensität eines von Verdeckung bedrohten Nutzschalls erhöht (Schreien zur Verständigung in lärmgefüllter Umgebung) oder die Intensität von verdeckendem Störschall vermindert wird (Kapselung von Maschinen oder Verwendung von Kabinen beim Telefonieren).

Darüberhinaus gibt es jedoch eine große Zahl von Schallereignissen, bei denen die Wirkung der Verdeckung nicht unmittelbar ersichtlich und nicht jedermann sogleich vertraut ist.

So ist z.B. die Hörbarkeit nichtlinearer Verzerrungen stark von der Verdeckung abhängig /77/ und bei einem großen Sinfonieorchester ist die gegenseitige Verdeckung von Musikinstrumenten keineswegs zu vernachlässigen /81/.

Eine der ältesten Beschreibungen der Verdeckung findet sich wohl bei Mayer /53/, der im Jahre 1876 über Versuche mit unterschiedlich tickenden Uhren berichtet. Dabei macht er bereits erste quantitative Aussagen über den Vorgang, den er 'Obliteration' nennt.

In der Folgezeit hat die Verdeckung großes Interesse gefunden, was sich in einer Vielzahl von Untersuchungen und Veröffentlichungen niedergeschlagen hat. Diese Untersuchungen sind nach unterschiedlichen Methoden und mit verschiedenen verdeckenden und verdeckten Schallereignissen durchgeführt worden.

Ziel war dabei jeweils die Bestimmung der 'Mithörschwellen', die sich durch bestimmte Grenzkurven innerhalb der Hörfläche in Abhängigkeit von Art und Stärke des verdeckenden Schalls darstellen lassen. Die Mithörschwelle gibt dabei den Schalldruck an, den der verdeckte Schall mindestens erreichen muß, um eben gerade neben dem verdeckenden Schall hörbar zu werden.

Stellvertretend für die zahlreichen Ergebnisse seien hier vier Darstellungen aus /10/ angeführt. Bild 6 zeigt die Mithörschwellen bei der Verdeckung von Sinustönen durch Schmalbandrauschen mit einer Bandbreite, die kleiner ist als die Bandbreite der zugehörigen Frequenzgruppe bei 1 kHz, und bei verschiedenen Schalldruckpegeln des verdeckenden Schmalbandrauschens. Eine ähnliche Darstellung gibt Bild 7 für verschiedene Mittenfrequenzen des verdeckenden Schmalbandrauschens.

Ohne verdeckendes Geräusch ist die Mithörschwelle mit der Hörschwelle identisch. Mit verdeckendem Geräusch entsteht die Mithörschwelle durch Verlagerung der Hörschwelle zu höheren Schalldruckpegeln hin.

Aus den beiden Darstellungen lassen sich Eigenschaften der Mithörschwellen bei Verdeckung durch schmalbandige Geräusche ablesen :

Mit zunehmendem Schallpegel des verdeckenden Geräusches wird der verdeckte Bereich der Hörfläche größer und die auf die Frequenzachse (mit logarithmischer Teilung) bezogene Flanke der Mithörschwelle oberhalb des verdeckenden Schalles ist weniger steil als die Flanke unterhalb. Letzteres ist offenbar eine grundsätzliche Eigenschaft der Mithörschwellen-Kurven /45/.

Wenn mehr als nur ein verdeckendes Schallereignis auftritt, so addieren sich die jeweiligen Verdeckungen nicht nur, es kann im Überlappungsbereich sogar zu einer noch stärkeren Verdeckung kommen, als durch bloße Addition erklärbar wäre /61/.

In der Literatur findet sich eine große Anzahl weiterer Veröffentlichungen, die den Verdeckungseffekt jeweils unter anderen Bedingungen betrachten. Angesichts der großen Vielfalt von unterschiedlichen Parametern soll hier eine Zusammenfassung nur allgemein in Anlehnung an /10/ gegeben werden :

- Laute Töne verdecken leise Töne und zwar umso besser, je größer der Pegelunterschied ist.
- Tieffrequente Töne verdecken hochfrequente Töne leichter, als hochfrequente tieffrequente verdecken.

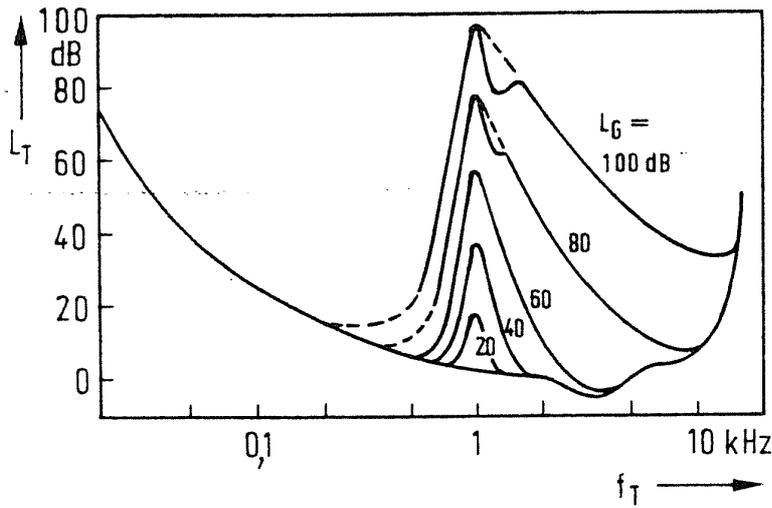


Bild 6

Mithörschwellen eines Sinustones der Frequenz  $f_T$ , verdeckt durch Schmalbandrauschen mit Mittenfrequenz  $f_m = 1$  kHz und unterschiedlichen Geräuschpegeln  $L_G$  (aus /10/)  
( $L_T$  : Pegel des Sinustones)

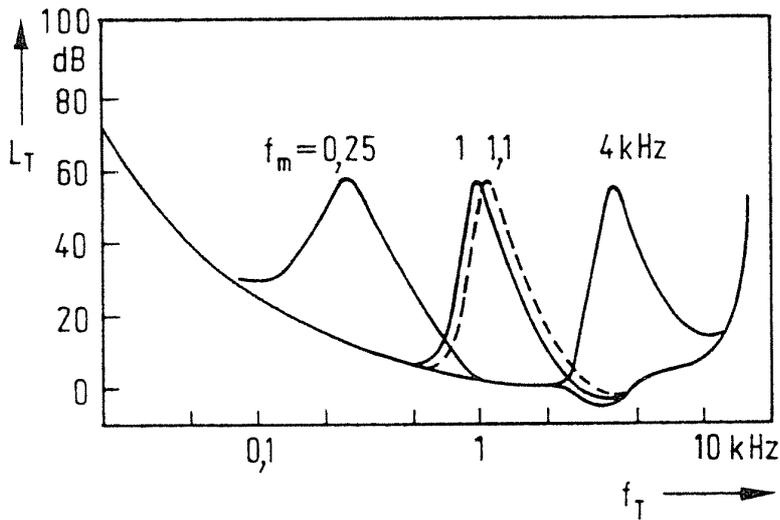


Bild 7

Mithörschwellen eines Sinustones der Frequenz  $f_T$ , verdeckt durch Schmalbandrauschen mit Mittenfrequenzen  $f_m$  und einem Geräuschpegel  $L_G = 60$  dB (aus /10/)

Trotz der großen Zahl von Veröffentlichungen über die Verdeckung finden sich nur wenige Angaben über die Verdeckung bei natürlichen Klängen. Eines der wenigen Beispiele hierfür sind in /10/ die Darstellungen der Mithörschwellen bei tiefen und hohen Geigentönen.

In Bild 8 sind die Mithörschwellen für einen hohen Geigenton ( $e''''$ , etwa 1320 Hz) dargestellt. Es ist deutlich die sehr steile Flanke der Mithörschwelle unterhalb des verdeckenden Tones zu erkennen. Da der Geigenton zahlreiche und kräftige Oberschwingungen enthält, hat die Mithörschwellenkurve nicht nur bei der Grundfrequenz, sondern auch bei ganzzahligen Vielfachen dieser Frequenz relative Maxima. In Bild 8 ist dies bis zur fünffachen Grundfrequenz deutlich zu erkennen.

Der Darstellung in Bild 8 ist ferner zu entnehmen, daß beim Übergang von lauten zu leisen Geigentönen die verdeckende Wirkung der Oberschwingungen relativ zur Grundschwingung stärker abnimmt. Dies entspricht der Tatsache, daß bei Musikinstrumenten die Oberschwingungen bei lauterem Spiel relativ stärker hervortreten /46/.

Die entsprechenden Mithörschwellen für einen tiefen Geigenton ( $g$ , etwa 195 Hz) sind in Bild 9 dargestellt. Hier ist ein relativ flacher Verlauf der Kurven zu beobachten, wobei der erste Oberton bei etwa 390 Hz und alle weiteren Obertöne deutlich stärker als der Grundton auftreten und daher auch eine höhere Verdeckungswirkung hervorrufen.

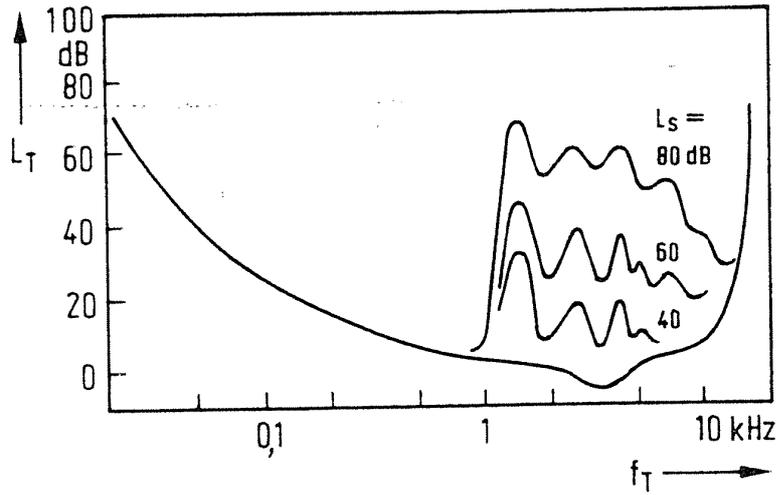


Bild 8  
Mithörschwellen eines Sinustones der Frequenz  $f_T$ , verdeckt durch verschieden laut gespielten hohen ( $e'''$ ,  $\approx 1320$  Hz) Geigenton ( $L_S$ : Störschallpegel) (aus /10/)

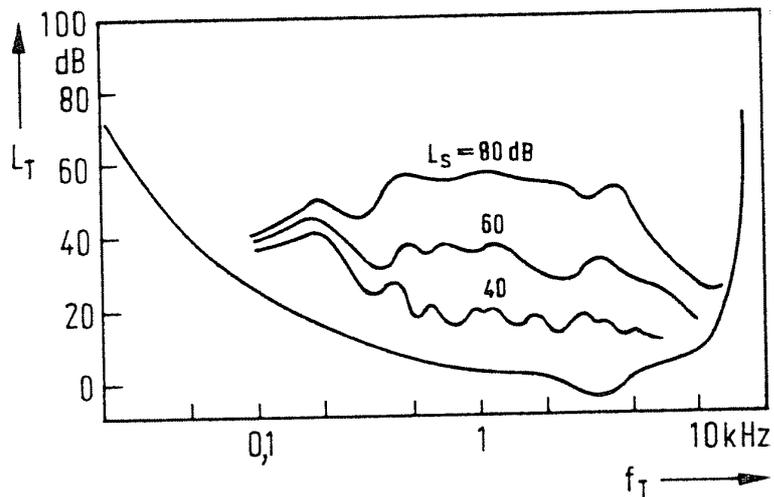


Bild 9  
Mithörschwellen eines Sinustones der Frequenz  $f_T$ , verdeckt durch verschieden laut gespielten tiefen ( $g$ ,  $\approx 195$  Hz) Geigenton ( $L_S$ : Störschallpegel) (aus /10/)

Störgeräusche bei der elektroakustischen Übertragung sind vielfach breitbandige Geräusche oder zumindest diesen ähnlich. Die Verdeckung solcher Geräusche durch Töne oder Klänge ist daher bei der Beurteilung der Qualität einer elektroakustischen Übertragung von besonderer Wichtigkeit.

Betrachtet man die Verdeckung von breitbandigem 'weißen' Rauschen durch einen reinen Sinuston, so wird man aufgrund der Darstellung in Bild 7 zwar eine teilweise Verdeckung des Geräusches im Bereich der Frequenz des verdeckenden Tones erwarten, die oberhalb oder unterhalb dieser Frequenz liegenden Geräuschanteile werden aber weiter hörbar bleiben. Erst sehr laute Sinustöne im mittleren Frequenzbereich führen entsprechend der Darstellung in Bild 6 zunehmend zu einer Erhöhung der Ruhehörschwelle über einen breiten Frequenzbereich und können damit dann auch breitbandiges Geräusch verdecken. Genau dieses Ergebnis der entsprechenden Untersuchungen in /77/ ist in Bild 10 dargestellt.

Verwendet man als verdeckenden Schall nicht einen Sinuston sondern einen stark Oberschwingungshaltigen Ton, so ist eine Überlagerung der verdeckenden Wirkungen der einzelnen Obertöne wie in Bild 8 und Bild 9 zu erwarten. Die Verdeckung von breitbandigem Geräusch durch einen solchen Ton ist insbesondere bei Tongrundfrequenzen zwischen 200 Hz und 500 Hz wesentlich größer als bei einem reinen Sinuston.

Bild 11 aus /77/ zeigt dies deutlich, wobei ein Ton mit einem Spektrum entsprechend Bild 12 verwendet wurde.

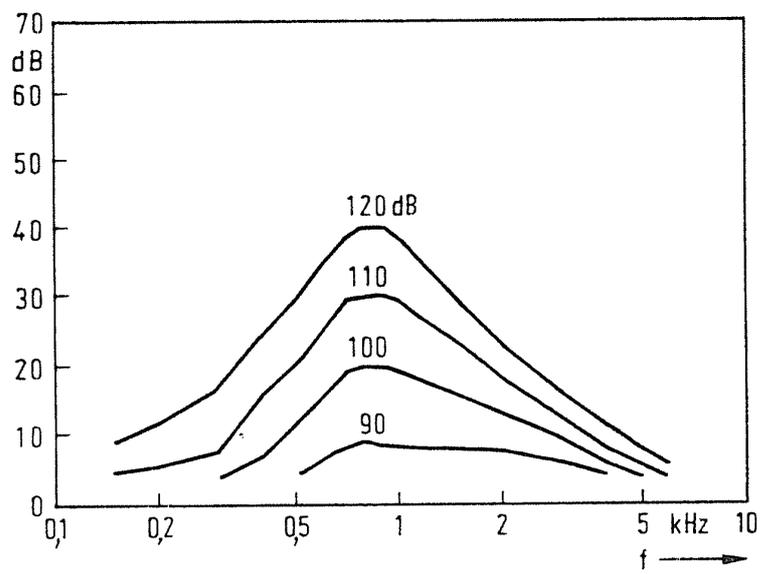


Bild 10

Erhöhung  $\Delta L_{WR}$  der Hörschwelle für auf 10 kHz frequenzbandbegrenztes, 'weißes' Rauschen bei Verdeckung durch einen reinen Sinuston der Frequenz  $f$  mit dem Schalldruckpegel  $L_T$  (nach /77/)

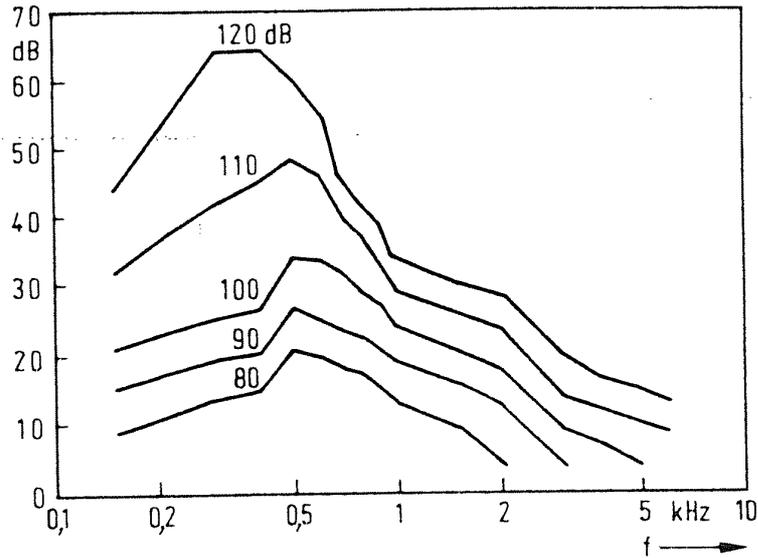


Bild 11

Erhöhung  $\Delta L_{WR}$  der Hörschwelle für auf 10 kHz frequenzbandbegrenztes, 'weißes' Rauschen bei Verdeckung durch einen stark überschwingungshaltigen Ton der Grundfrequenz  $f$  mit dem Schalldruckpegel  $L_T$  (nach /77/)

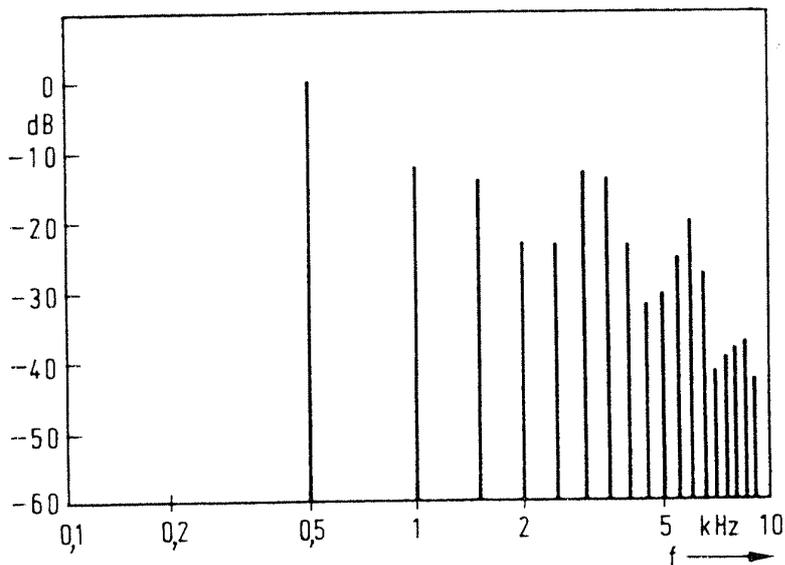


Bild 12

Spektrum des für die Messungen in Bild 11 verwendeten Tongenerators bei einer Grundfrequenz  $f = 500$  Hz

### 3.3 Vor- und Nachverdeckung

Wird ein verdeckendes Schallereignis abgeschaltet, so verschwindet die verdeckende Wirkung nicht ebenfalls schlagartig. Die Lautheitsempfindung baut sich nur langsam ab, und es dauert einige hundert Millisekunden bis die Hörschwelle vom Verlauf der jeweiligen Mithörschwelle wieder auf den Verlauf der Ruhehörschwelle oder einer anderen, niedriger liegenden Mithörschwelle zurückkehrt.

Die Folge davon ist, daß das Gehör nach der Einwirkung von lauten Schallereignissen erst einige Zeit benötigt, bis wieder leise Schallereignisse verarbeitet werden können. Diesen Vorgang bezeichnet man mit 'Nachverdeckung'.

Bild 13 zeigt den prinzipiellen Verlauf des Absinkens der Hörschwelle nach dem Abschalten oder Vermindern des verdeckenden Schalles.

Ein ähnlicher Effekt, der mit 'Vorverdeckung' bezeichnet wird, tritt beim Einschalten eines verdeckenden Schalles auf. Ein wenige Millisekunden vor dem verdeckenden Schall eingeschalteter leiserer Schall bleibt unhörbar /10/. Dies ist für verschiedene Schalle in Bild 14 dargestellt.

Die Erklärung für Vor- und Nachverdeckung muß in der Art der Reizverarbeitung und Reizfortleitung im Nervensystem gesucht werden. Die auf elektrochemischen Vorgängen beruhende Nervenleitung arbeitet mit deutlichem Zeitbedarf, der zu einer Verzögerung zwischen Reiz und Empfindung führt /10,19/. Es läßt sich nachweisen, daß die Reizfortleitung für Reize, die durch niedrige Schalldrucke hervorgerufen werden, deutlich langsamer abläuft als für Reize, die durch hohe Schalldrucke hervorgerufen werden. Dies führt zu dem beschriebenen Effekt der Vorverdeckung.

Zu einem Modell zur Beschreibung des Effekts der Nachverdeckung kommt man, wenn man davon ausgeht, daß für die Aufrechterhaltung einer Tonempfindung bei einem andauernden Schallereignis eine ständige Energiezufuhr zu einem Energiespeicher im Verarbeitungssystem notwendig ist. Eine Erklärung der Nachverdeckung ergibt

sich dann mit der Annahme, daß dieser Speicher nach Beendigung des Schallereignisses mit einer bestimmten Zeitkonstanten entladen wird.

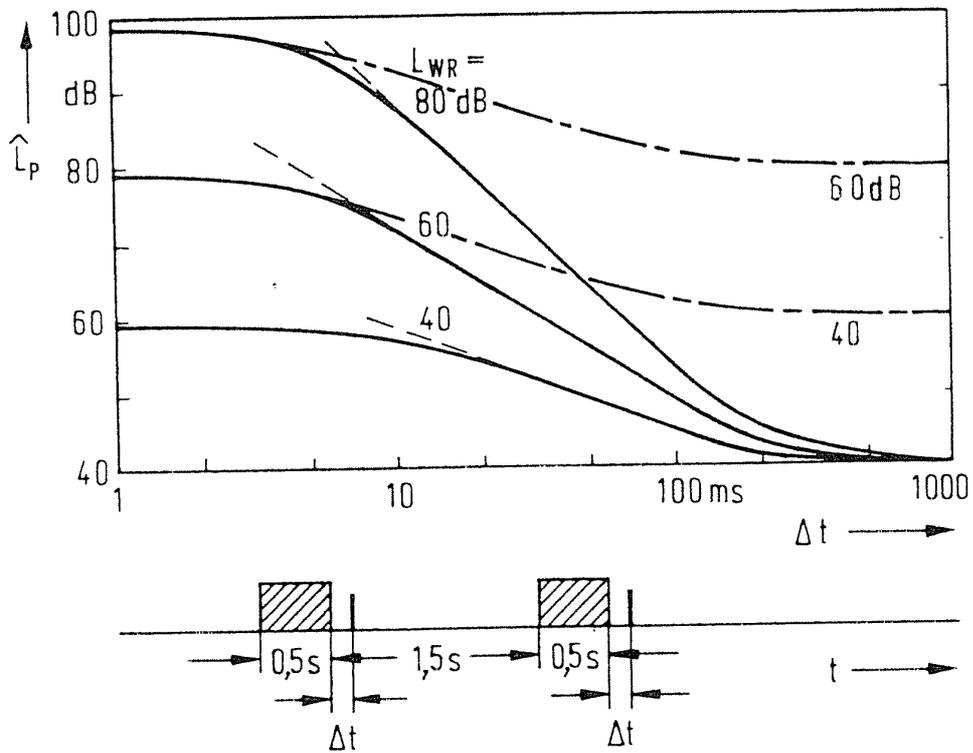


Bild 13

Nachverdeckung eines  $30 \mu\text{s}$  langen angenähert gaußförmigen Druckimpulses mit dem Schalldruckpegel  $\hat{L}_p$ , verdeckt durch auf 16 kHz frequenzbandbegrenztetes 'weißes' Rauschen mit dem Schalldruckpegel  $L_{WR}$ , als Funktion der Zeit  $\Delta t$  nach dem Ende des Rauschens bzw. nach einer Verminderung um 20 dB ( nach /10/ )

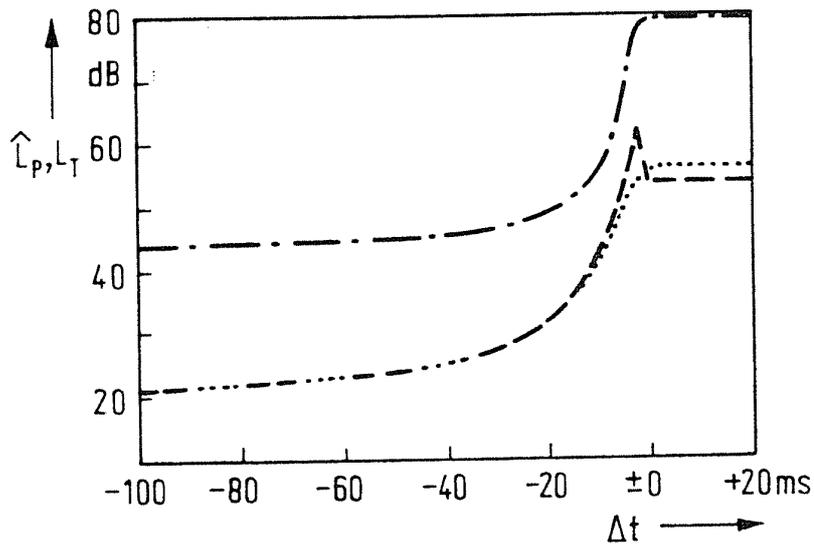


Bild 14

Vorhörschwelle eines 2 ms langen 4 kHz-Tonimpulses mit dem Schalldruckpegel  $L_T$ , verdeckt durch

1. (punktiert) : Schmalbandrauschen mit einer Mittenfrequenz von 4 kHz und einem Pegel  $L_G$  von 42 dB,
2. (gestrichelt) : einen konphasen 4 kHz-Ton mit einem Pegel  $L_T$  von 60 dB;

Vorhörschwelle eines 20  $\mu$ s langen, angenähert gaußförmigen Druckimpulses mit dem Schalldruckpegel  $\hat{L}_P$ , verdeckt durch

3. (strichpunktiert) : auf 16 kHz frequenzbandbegrenztes 'weißes' Rauschen mit einem Pegel  $L_{WR}$  von 58 dB;

jeweils als Funktion der Zeit  $\Delta t$  nach Beginn des verdeckenden Schalles. (nach /10/)

### 3.4 Folgerung

Das Auflösungsvermögen des menschlichen Gehörs sowohl hinsichtlich der Schallfrequenz als auch des Schalldrucks ist bemerkenswert groß aber nicht unbegrenzt. Den Darstellungen in Bild 2 und Bild 3 kann man entnehmen, daß die Fähigkeit des Gehörs zur Unterscheidung von Geräuschen oder Sinustönen mit gleicher (Mitten-)Frequenz aber unterschiedlicher Schalldrücke nicht durch eine absolute Differenz der Schalldrücke sondern durch eine absolute Differenz der Schalldruckpegel gekennzeichnet werden kann. Das Verhältnis der Höhe der Unterscheidungsschwelle für Schalldruckänderungen zum Schalldruck selber ist über den gesamten hörbaren Bereich hinweg etwa konstant.

Hieraus ergibt sich bereits, daß ein aus den Höreigenschaften abgeleitetes Gütekriterium für eine elektroakustische Übertragung hinsichtlich des Schalldrucks nicht von einem zulässigen absoluten Fehler sondern von einem zulässigen relativen Fehler ausgehen kann.

Treten mehrere Schallereignisse gleichzeitig oder in unmittelbarer Folge auf, so wird die Auflösungsfähigkeit des Gehörs durch die Verdeckungseffekte eingeschränkt. Alle Schallereignisse, die zwar innerhalb der Hörfläche aber unterhalb einer momentanen Mithörschwelle liegen, können nicht wahrgenommen werden. Daher kann auch die Übertragung dieser Schallereignisse unterbleiben, ohne daß das Fehlen bemerkt wird.

Der zulässige relative Fehler hinsichtlich des Schalldrucks und die verschiedenen Verdeckungseffekte zeigen demnach, auf welchem Wege eine Irrelevanzreduktion bei der elektroakustischen Übertragung durchgeführt werden kann.

#### 4. Übertragungskanal mit Kompondierung

##### 4.1 Das Prinzip der Kompondierung

Die übliche und historisch bedingte elektroakustische Wandlung des Schalldrucks in eine elektrische Signalgröße, z. B. eine Spannung, verlangt zur Darstellung der Schallereignisse innerhalb der Hörfläche eine Auflösung des elektrischen Signals über etwa 6,5 Dekaden. Wie schon in Kapitel 2.4 gezeigt wurde, stehen in den meisten Fällen keine Übertragungskanäle zur Verfügung, die eine ungestörte Übertragung mit dieser hohen Dynamik gestatten. Die Folge davon ist, daß wegen der Verletzung von (2.1) Übertragungsstörungen auftreten.

Da insbesondere leise Schallereignisse wegen des geringeren Nutzsignal/Störsignal-Verhältnisses hiervon stärker betroffen sind, wurden bereits Mitte der 20er Jahre Überlegungen angestellt, ob nicht kleine Nutzsignale durch eine geeignete automatisch wirkende Schaltungsanordnung ('Kompressor') vor der Übertragung so angehoben werden könnten, daß für sie im Übertragungskanal ein größeres Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis auftritt. Wird der vor der Übertragung wirksame Vorgang der Kompression eindeutig umkehrbar gestaltet, so ist nach der Übertragung im 'Expander' eine Wiederherstellung des ursprünglichen Nutzsignals möglich, wobei das infolge der Anhebung im Kompressor vergrößerte Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis erhalten bleibt.

Damit die maximal zulässige Höhe der Nutzsignale im Übertragungskanal nicht überschritten werden kann, müssen Kompressor und Expander so ausgelegt sein, daß sie für große Nutzsignale praktisch unwirksam sind. Insgesamt entsteht dann am Ausgang des Expanders der Eindruck, daß scheinbar ein Übertragungskanal mit einem vergrößerten maximalen Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis zur Verfügung steht.

In Bild 15 ist dieser Vorgang schematisch dargestellt.

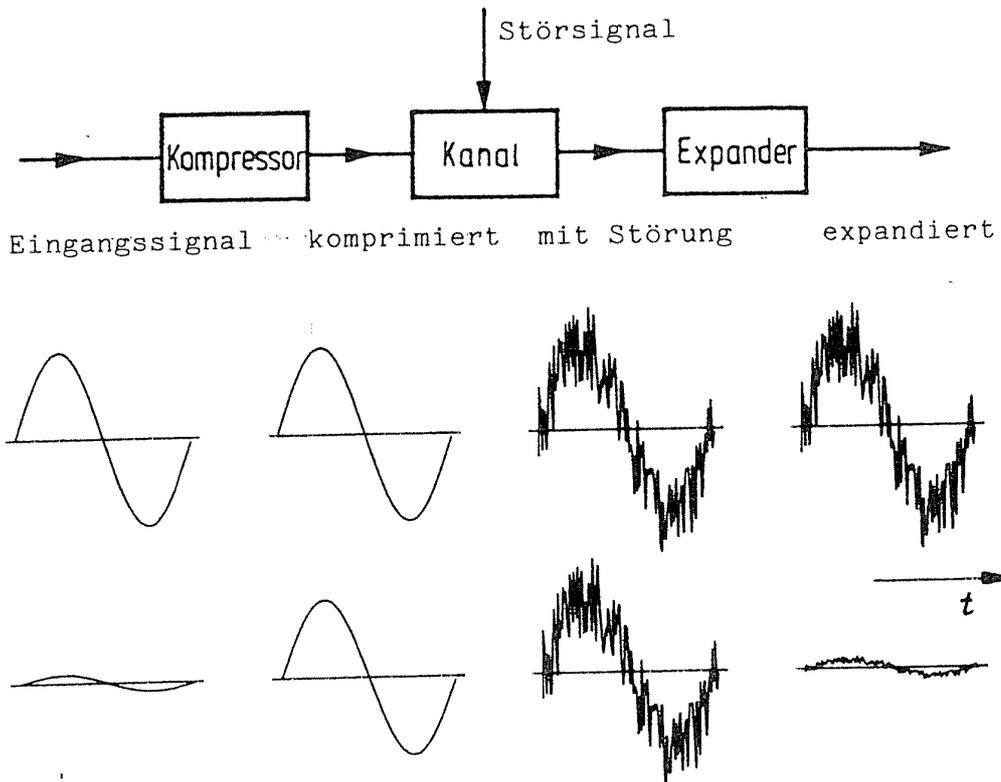


Bild 15

schematische Darstellung des Prinzips der Kompandierung  
oben : Blockschaltbild  
mitte : Signale innerhalb des Kompandierungsnetzwerks  
bei relativ großem Eingangssignal  
unten : bei relativ kleinem Eingangssignal

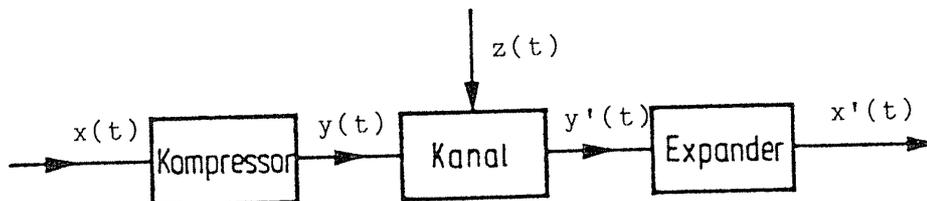


Bild 16

Bezeichnung der Signale bei einem Übertragungskanal  
mit Kompandierung

Damit die subjektive Empfindung eines Hörenden am Ausgang des Expanders auch tatsächlich einem scheinbar vergrößerten Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis entspricht, macht das Prinzip der Kompondierung von den besonderen Eigenschaften des Gehörs hinsichtlich des Auflösungsvermögens entsprechend Bild 2 und Bild 3 und hinsichtlich der Verdeckungseffekte entsprechend Bild 6 bis Bild 14 Gebrauch.

Die Existenz der verschiedenen Verdeckungseffekte und das praktisch konstante Verhältnis zwischen der Höhe der Unterschwelle für Schalldruckänderungen und dem Schalldruck selber erlauben es, laute Schallereignisse mit absolut geringerer Genauigkeit zu codieren und zu übertragen als leise Schallereignisse. Die geringere Übertragungsgüte bei lauten Schallereignissen wird dabei vom Gehör innerhalb der durch die Höreigenschaften festgelegten Grenzen nicht bemerkt, wodurch insgesamt der Eindruck einer Übertragung höherer Güte entsteht.

Infolge der Berücksichtigung der Eigenschaften der Nachrichtensinke und obwohl ein Gütekriterium für hohe Anforderungen unverändert beibehalten wird, kann daher der Nachrichtenquelle eine kleinere notwendige Rate  $R$  zugeordnet werden. Entsprechend (2.1) kann dann ein Übertragungskanal mit kleinerer Kanalkapazität zur Übertragung verwendet werden.

Es existiert eine Reihe unterschiedlicher Kompondierungsverfahren, die sich durch die Art der Kennlinien, die Art der Gewinnung einer Steuergröße, durch ihr zeitliches Verhalten und ggf. dadurch unterscheiden, wie sie das Spektrum der zugeführten Signale verändern oder in Teilbereichen unterschiedlich bearbeiten. Die gemeinsamen und besonderen Aspekte einiger typischer Kompondierungsverfahren sollen im folgenden anhand einer einheitlichen Beschreibungsweise betrachtet werden.

## 4.2 Allgemeines Kommandierungsgesetz

Der Vorgang der Kommandierung kann in die Vorgänge Kompression und Expansion aufgeteilt werden. Der funktionale Zusammenhang zwischen den der Kommandierung unterworfenen Eingangs- und Ausgangsgrößen von Kompressor und Expander soll als Kommandierungsgesetz bezeichnet werden. Entsprechend der Aufteilung eines Kommanders in Kompressor und Expander besteht ein Kommandierungsgesetz aus einem 'Kompressorgesetz' und einem 'Expandergesetz'.

Da die Eingangs- und Ausgangssignale von Kompressor und Expander sowie das zugeführte Störsignal z. B. Spannungen oder Ströme darstellen können, ist es für eine einheitliche Darstellung zweckmäßig, dimensionslose bezogene Größen zu verwenden.

Die bezogenen Signale sollen in den folgenden Kapiteln mit  $x(t)$  und  $x'(t)$  bzw.  $y(t)$  und  $y'(t)$  sowie  $z(t)$  dargestellt werden. Das Auftreten dieser Signale an einem Übertragungskanal mit Kommandierung ist in Bild 16 gezeigt.

Eine weitere Vereinfachung ergibt sich noch durch die bei elektroakustischer Signalverarbeitung zulässige Annahme, daß nur Signale mit verschwindendem Gleichanteil betrachtet werden sollen. Die so bezeichneten Signale können dann jeweils als Musterfunktionen solcher stochastischer Prozesse aufgefaßt werden, deren linearer Mittelwert Null ist ('zentrierter' Prozeß).

Der Kompressor hat die Aufgabe, jeder Musterfunktion  $x(t)$  des Eingangsprozesses  $X(t)$  eindeutig eine Musterfunktion  $y(t)$  des 'komprimierten' Prozesses  $Y(t)$  an seinem Ausgang zuzuordnen. Er stellt also ein determiniertes gedächtnisloses System dar, das die Eigenschaften des Prozesses  $X(t)$  auf den Prozess  $Y(t)$  abbildet.

Diese Abbildung sei durch das Kompressorgesetz  $F_K$  beschrieben :

$$Y(t) = F_K [X(t)] \quad (4.1)$$

Entsprechend ordnet der Expander jeder Musterfunktion  $y'(t)$  seines Eingangsprozesses eindeutig eine Musterfunktion  $x'(t)$  des Prozesses an seinem Ausgang zu. Das Expandergesetz beschreibt also für den Expander die Abbildung der Eigenschaften seines Eingangsprozesses  $Y'(t)$  auf den Ausgangsprozess  $X'(t)$  :

$$X'(t) = F_E \left[ Y'(t) \right] \quad (4.2)$$

Betrachtet man zunächst den Idealfall der ungestörten Übertragung vom Ausgang des Kompressors zum Eingang des Expanders, so sind die Prozesse  $Y'(t)$  und  $Y(t)$  identisch und man erhält aus (4.1) und (4.2) :

$$X'(t) = F_E \left[ F_K \left[ X(t) \right] \right] \quad (4.3)$$

Wenn also der das Eingangssignal der gesamten Kette modellierende Prozeß  $X(t)$  mit dem am Ausgang auftretenden Prozeß  $X'(t)$  identisch sein soll, dann folgt, daß die durch das Expandergesetz  $F_E$  beschriebene Abbildung die Umkehrung der durch das Kompressorgesetz  $F_K$  beschriebenen Abbildung darstellen muß.

Eine solche Umkehrung muß existieren, wenn man von noch zu beschreibenden Ausnahmen absieht. Die Untersuchung der Eigenschaften kann dann auf die Untersuchung entweder des Kompressor- oder des Expandergesetzes allein beschränkt werden. Betrachtet man z.B. nur das Kompressorgesetz  $F_K$ , so kann das zugehörige Expandergesetz  $F_E$  als Umkehrung  $F_{KU}$  dargestellt werden. Im Falle der ungestörten Übertragung ( $Y'(t) = Y(t)$ ) erhält man dann:

$$X'(t) = F_{KU} \left[ Y'(t) \right] = F_{KU} \left[ Y(t) \right] = X(t) \quad (4.4)$$

Verläßt man die Annahme einer ungestörten Übertragung zwischen Kompressor und Expander dergestalt, daß das Ausgangssignal  $y(t)$  des Kompressors zwar während der Übertragung selbst nicht verändert wird, daß ihm aber ein Störsignal  $z(t)$  additiv hinzugefügt wird, so ist das Eingangssignal des Expanders eine Musterfunktion des Summenprozesses:

$$Y'(t) = Y(t) + Z(t) \quad (4.5)$$

Anstelle von (4.3) erhält man dann:

$$X'(t) = F_{KU} \left[ F_K[X(t)] + Z(t) \right] \quad (4.6)$$

Hieraus ist zu ersehen, daß die Annahme eines additiven Störsignals die exakte Reproduktion des Eingangssignals am Ausgang des Expanders verhindert. Dies ist nicht anders zu erwarten.

Durch geeignete Wahl von Kompressor- und Expandergesetz kann aber die Veränderung des Nutzsignals klein gehalten werden und die Wirkung des Störsignals so verändert werden, daß gegenüber einer Übertragung ohne Kompandierung subjektiv der Eindruck geringerer Störungen entsteht oder auch objektiv eine Störabstandsverbesserung eintritt.

#### 4.3 Beurteilungskriterien

Die Wirkung der Kompan-dierung beruht auf der Ausnutzung bestimmter Eigenschaften des Gehörs als Nachrichtensinke. Zur Beurteilung der Effektivität eines Kompan-dierungsverfahrens müssen daher auch alle hierfür relevanten Eigenschaften des Gehörs berücksichtigt werden. Solange aber ein geschlossenes objektives Meßverfahren z. B. für das wahrgenommene Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis nicht existiert, bleibt letztlich nur die subjektive Qualitätsbeurteilung durch Versuchspersonen.

Dies würde die Konstruktion von Kompan-dern außerordentlich erschweren, wenn es nicht trotzdem möglich wäre, aus den bekannten Höreigenschaften einzelne Anforderungen an ein Kompan-dierungsverfahren zu formulieren und daraus Bemessungsvorschriften abzuleiten.

In den folgenden Kapiteln wird dies für unterschiedliche Kompan-dierungsverfahren erfolgen. Die in Kapitel 3 aufgezeigten verschiedenen Höreigenschaften können dabei zunächst getrennt behandelt werden, wodurch man sukzessive eine Reihe von Bemessungsvorschriften erhält, die die Auslegung eines Kompan-ders wesentlich erleichtern.

Dies entbindet aber nicht davon, eine Qualitätsbeurteilung letztlich subjektiv anhand von Hörversuchen vorzunehmen.

## 5. Momentanwertkompander

### 5.1 Grundlagen

Kompressor und Expander eines Momentanwertkompanders sind determinierte, zeitinvariante und gedächtnisfreie Systeme. Bei der Diskussion der Abbildung der Eigenschaften des jeweiligen Zufallsprozesses am Eingang auf den jeweiligen Zufallsprozeß am Ausgang müssen daher nur Abbildungen zwischen zwei Zufallsvariablen zu einem beliebigen festen Zeitpunkt  $t$  betrachtet werden.

Die Gesetze  $F_K$  und  $F_E$  sind in diesem Falle zeitunabhängige Funktionen und beschreiben als 'Kennlinie' z.B. des Kompressors den Zusammenhang zwischen einer beliebigen Realisierung  $x_t$  der Eingangsvariablen  $X_t$  und der zugehörigen Realisierung  $y_t$  der Ausgangsvariablen  $Y_t$ .

Bei der Beschreibung der Momentanwertkompanderung mit bezogenen Signalgrößen ist es zweckmäßig, als Bezugswert von Eingangs- und Ausgangsgrößen den jeweiligen maximal zulässigen Wert dieser Größen zu wählen. Da das Störsignal dem komprimierten Signal am Eingang des Expanders additiv hinzugefügt wird, ist es auf die maximal zulässige Größe des komprimierten Signals zu beziehen. Auf diese Weise erhält man für  $x$ ,  $y$  und  $z$  Bereiche mit :

$$-1 \leq x \leq 1 \quad (5.1)$$

$$-1 \leq y \leq 1 \quad (5.2)$$

$$-1 \leq z \leq 1 \quad (5.3)$$

Zusätzlich ist davon auszugehen, daß der vom bezogenen Störsignal  $z$  tatsächlich eingenommene Wertebereich klein ist gegenüber dem vom komprimierten Signal  $y$  eingenommenen Wertebereich (5.2).

(5.1) bis (5.3) gelten strenggenommen nur für solche Übertragungssysteme, bei denen die maximal zulässigen Größen exakt angegeben werden können. Oft können diese jedoch nur näherungsweise angegeben werden. Daher ist ggf. eine Überschreitung der Wertebereiche in (5.1) und (5.2) möglich. Die Bezugswerte können aber stets so gewählt werden, daß eine Überschreitung nur selten zu erwarten ist oder durch geeignete Maßnahmen vermieden werden kann. Die Beschränkung auf die durch (5.1) und (5.2) gegebenen Wertebereiche stellt deshalb keine unzulässige Einschränkung dar. Eine weitere Vereinfachung ergibt sich durch die Annahme, daß nur Signale mit verschwindendem Gleichanteil und symmetrischer Verteilungsdichte betrachtet werden sollen. Die Untersuchungen können dann auf den Wertebereich  $0 \dots 1$  beschränkt werden.

Aus den vorstehenden Überlegungen lassen sich notwendige Bedingungen ableiten, die ein Kompressor- bzw. Expandergesetz  $F_K$  bzw.  $F_E$  aufweisen muß, damit es für einen Momentanwertkomponder geeignet ist.

Aus (5.1) und (5.2) folgt, daß ein Kompressorgesetz für  $x$  und  $y$  den gleichen Wertebereich aufweisen soll, und aus den angenommenen Symmetrieeigenschaften der Eingangssignale folgt, daß es eine ungerade Funktion sein muß :

$$F_K[-x] = - F_K[x] \quad (5.4)$$

$$F_K[\pm 1] = \pm 1 \quad (5.5)$$

Da durch ein Kompressorgesetz  $F_K$  die Anhebung kleiner Signale  $x$  beschrieben werden soll und da grundsätzlich zu  $F_K$  eine Umkehrfunktion existieren sollte, werden zusätzlich folgende Annahmen getroffen:

1.  $F_K[x] \geq x \quad (0 \leq x \leq 1)$  (5.6)

2.  $F_K[x]$  ist stetig und monoton steigend  
im Intervall  $(0 \leq x \leq 1)$

In Kapitel 5.3 wird gezeigt werden, daß eine Anzahl elementarer Funktionen existiert, die die vorstehenden Bedingungen erfüllen und die daher als Kommandierungsgesetz verwendet werden oder verwendet werden könnten. Darüberhinaus sind aber auch nichtelementare Beziehungen als Kommandierungsgesetz geeignet, sofern die obengenannten Bedingungen erfüllt werden. Hierzu zählen z. B. bereichsweise unterschiedlich definierte Funktionen.

Ferner wird gezeigt werden, daß ausnahmsweise unter besonderen Voraussetzungen auch solche Funktionen geeignet sind, die die obengenannten Bedingungen nur teilweise erfüllen und für die daher z. B. keine Umkehrfunktion existiert.

## 5.2 Beurteilungskriterien

Zur Modellierung der Nutz- und Störsignale werden jeweils stochastische Prozesse  $X(t)$ ,  $Y(t)$  und  $Z(t)$  angesetzt, deren lineare Mittelwerte Null sind und die durch die Verteilungsdichten  $p_X(x,t)$ ,  $p_Y(y,t)$  und  $p_Z(z,t)$  gekennzeichnet sind. Mit Hilfe der beschriebenen Eigenschaften von Kompressor- und Expandergesetz lassen sich dann Aussagen über die stochastischen Parameter des am Ausgang des Expanders auftretenden Prozesses  $X'(t)$  machen. Wegen der Symmetrie von Kompressor- und Expanderkennlinie ist der lineare Mittelwert des Prozesses  $X'(t)$  am Ausgang ebenfalls Null. Seine Varianz erhält man aus (4.6) mit der Annahme einer Unabhängigkeit von  $Y(t)$  und  $Z(t)$  zu /22/ :

$$E\{ X'(t)^2 \} = E\{ (F_{KU}[Y(t)+Z(t)])^2 \} \quad (5.7)$$

$$= \int_{\eta, \xi = -\infty}^{\eta, \xi = +\infty} (F_{KU}[\eta + \xi])^2 p_Y(\eta, t) p_Z(\xi, t) d\eta d\xi$$

Da vorausgesetzt wurde, daß der eingennommene Wertebereich von  $z$  klein ist gegenüber dem Wertebereich von  $y$ , kann man den ersten Teil des Integranden in (5.7) durch die ersten beiden Glieder einer Taylor'schen Reihe annähern. Aufgrund der vorauszusetzenden Eigenschaften von Kompressor- und Expandergesetz gilt in jedem Zeitpunkt  $t$  für jede Realisierung  $y$  von  $Y(t)$  und  $z$  von  $Z(t)$  :

$$F_{KU}[y+z] = F_{KU}[y] + z \cdot \frac{d F_{KU}[y]}{dy} \quad (5.8)$$

Damit wird aus (5.7) :

$$\begin{aligned}
 E\{ X'(t) \}^2 &= \int_{-\infty}^{+\infty} (F_{KU}[\eta])^2 p_Y(\eta, t) d\eta \\
 &+ 2 \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \xi \cdot F_{KU}[\eta] \frac{d F_{KU}[\eta]}{d\eta} p_Y(\eta, t) p_Z(\xi, t) d\eta d\xi \\
 &+ \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \xi^2 \left( \frac{d F_{KU}[\eta]}{d\eta} \right)^2 p_Y(\eta, t) p_Z(\xi, t) d\eta d\xi
 \end{aligned} \tag{5.9}$$

Der zweite Summand in (5.9) ist hinsichtlich  $\eta$  und  $\xi$  separierbar und verschwindet, da für  $Z(t)$  der lineare Mittelwert Null angesetzt wurde. Ferner läßt sich im ersten und dritten Summanden wegen

$$p_Y(\eta, t) = p_X(\xi, t) \left| \frac{d\xi}{d\eta} \right|$$

die Verteilungsdichte  $p_X(x, t)$  des Eingangssignals einführen. Mit  $F_{KU}[Y(t)] = x(t)$  erhält man dann:

$$E\{ X'(t) \}^2 = E\{ X(t) \}^2 \tag{5.10}$$

$$+ E\{ Z(t) \}^2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{d\xi}{d\eta} \right)^2 p_X(\xi, t) \left| \frac{d\xi}{d\eta} \right| d\eta$$

Da für die beteiligten Prozesse der lineare Mittelwert zu Null angesetzt und für Kompressor- und Expandergesetz Ungeradheit (5.4) vorausgesetzt worden war, erhält man schließlich:

$$\sigma_{X'}^2 = \sigma_X^2 + \sigma_Z^2 \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{d\xi}{d\eta} \right)^2 p_X(\xi, t) d\xi \quad (5.11)$$

Die Varianz des Ausgangsprozesses  $X'(t)$  setzt sich somit zusammen aus der Varianz des Eingangsprozesses  $X(t)$  und aus der mit einem Integralausdruck multiplizierten Varianz des Störprozesses  $Z(t)$ , wobei das Integral sowohl die Steigung des Expandergesetzes als auch die Verteilungsdichte des Eingangsprozesses enthält.

Den zweiten Summanden in (5.11) kann man auch als Varianz eines am Expanderausgang beobachtbaren Störprozesses  $Z'(t)$  auffassen:

$$\sigma_{X'}^2 = \sigma_X^2 + \sigma_{Z'}^2 \quad (5.12)$$

Es kann sicherlich als gewünschtes Ergebnis betrachtet werden, wenn die Varianz des veränderten Störprozesses  $Z'(t)$  kleiner ist als die Varianz des ursprünglichen Störprozesses  $Z(t)$ . Dementsprechend kann man einen im allgemeinen zeitabhängigen 'Gewinn'  $G(t)$  des Komponders als Quadratwurzel aus dem Verhältnis der Varianzen definieren:

$$G(t) = \frac{\sigma_Z}{\sigma_{Z'}} = \frac{1}{\sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{d\xi}{d(\eta = F_K[\xi])} \right)^2 p_X(\xi, t) d\xi}} \quad (5.13)$$

Hiermit ist eine erste Größe eingeführt, die zur Beurteilung der Wirkung eines Momentanwertkomponders geeignet ist.

Der Gewinn  $G(t)$  ist gemäß (5.13) abhängig vom Kehrwert der Steigung des Kompressorgesetzes  $F_K$  und von der Verteilungsdichte des Eingangsprozesses  $X(t)$ . Eine Beurteilung der Wirkung kann demnach nicht losgelöst von den stochastischen Eigenschaften der Nutzsingnale erfolgen.

Entsprechend der möglichen Vielfalt von Nutzsingnalen kann so über die Beziehung (5.13) hinaus keine genauere Angabe über einen zu erwartenden Gewinn gemacht werden. Es ist aber möglich, aus (5.13) eine für typische Nutzsingnale gültige erste Dimensionierungsvorschrift abzuleiten:

Der Gewinn  $G(t)$  wird dann groß, wenn das Integral in (5.13) klein wird. Dies kann erreicht werden, wenn der Kehrwert der Steigung des Kompressorgesetzes  $F_K$  für die Werte von  $x$  möglichst klein ist, für die der Wert der Verteilungsdichte  $p_X(x, t)$  groß ist.

Geht man bei Sprache oder Musik - unter der Annahme, daß diese durch einen stationären Prozeß modellierbar sind - von durch Mittelung über längere Zeiten bestimmten Verteilungsdichten /49,79/ in Form einer zeitinvarianten Laplace- oder Gammaverteilung  $p_X(x)$  mit dem linearen Mittelwert Null aus, so erhält man als grundsätzliche Forderung an ein Kompressorgesetz für Momentanwertkompander, daß die Steigung des Kompressorgesetzes für kleine Signalwerte  $x$  besonders groß sein sollte.

Darüberhinaus muß ein Kompressorgesetz natürlich die grundsätzlichen in Kapitel 4.2 genannten Anforderungen erfüllen.

Diese allgemeine Aussage ist unbefriedigend. Einen weiteren Einblick erhält man, wenn man den Gewinn für ein stationäres Nutzsingnal untersucht, dessen Betrag nur einen einzigen festen Wert  $x_1$  annimmt (z. B. Gleichspannungs- oder Rechtecksignal). Die Verteilungsdichte eines solchen Signals entartet zu einer oder zwei diskreten Linien für  $|x| = x_1$  und verschwindet für alle Werte  $|x| \neq x_1$ .

Setzt man dies in (5.13) ein, so erhält man einen Ausdruck für den Gewinn, der - abgesehen vom Kompressorgesetz  $F_K$  - nur von dem Wert  $x_1$  abhängig ist. Dieser soll als 'Momentanwert-Gewinn'  $G_m$  bezeichnet werden:

$$G_m(x_1) = \frac{d F_K [x = x_1]}{dx} \quad (5.14)$$

Auch hieraus folgt, daß die Steigung des Kompressorgesetzes für die Werte von  $x$  möglichst groß gewählt werden muß, für die ein großer Gewinn gewünscht wird.

Untersuchenswert ist noch das Verhalten bei verschwindendem Eingangssignal. Die Verteilungsdichte entartet hierbei zu einer diskreten Linie für  $x = 0$ . Der zugehörige Gewinn soll als 'Ruhegewinn'  $G_0$  bezeichnet werden. Er ergibt sich direkt aus (5.14):

$$G_0 = \frac{d F_K [x = 0]}{dx} \quad (5.15)$$

Eine weitere, zur Beurteilung der Wirkung eines Kommandierungsverfahrens geeignete Größe ist das Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis am Ausgang des Expanders, dargestellt als Verhältnis der Varianz des Eingangsprozesses  $X(t)$  zur Varianz des Störprozesses  $Z'(t)$  am Ausgang. Mit (5.11) erhält man:

$$\frac{\sigma_X^2}{\sigma_{Z'}^2} = \frac{\int \xi^2 p_X(\xi, t) d\xi}{\sigma_Z^2 \cdot \int \left( \frac{d\xi}{d(\eta = F_K[\xi])} \right)^2 p_X(\xi, t) d\xi} \quad (5.16)$$

Aufgrund der in Kapitel 3 dargestellten Eigenschaften des Gehörs kann man die Forderung aufstellen, daß am Ausgang eines Expanders ein konstantes, vom Nutzsignal  $x$  unabhängiges Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis auftreten sollte. Dazu muß (5.16) einen konstanten Wert annehmen.

Dies kann für jede Verteilungsdichte  $p_X(x, t)$  erfüllt werden, wenn gilt :

$$x^2 = k_1 \cdot \left( \frac{dx}{d(y = F_K[x])} \right)^2$$

oder:

$$x \cdot \frac{d(y = F_K[x])}{dx} = k_1 = \text{const.} \quad (5.17)$$

Die Lösung dieser Differentialgleichung führt auf ein logarithmisches Gesetz ( $y = k_1 \ln(x) + C$ ). Ein solches ist aber bei einem Momentanwertkompander als Kompressor- oder Expandergesetz ungeeignet, da insbesondere (5.4) und (5.5) nicht erfüllt werden. Näherungsweise ist (5.17) aber erreichbar, wenn ein logarithmisches Gesetz so verändert wird, daß es die Bedingungen für Kompanierungsgesetze erfüllt.

Um die Qualität einer solchen Näherung zu erfassen, sollte daher zusätzlich zur Untersuchung des Momentanwert-Gewinns  $G_m$  nach (5.14) auch untersucht werden, ob entsprechend der Bedingung (5.17) die Größe  $x \cdot G_m(x)$  über einen möglichst großen Wertebereich von  $x$  konstant und damit ein von der Höhe des Nutzsymbols möglichst unabhängiges und nahezu konstantes Nutzsymbols/Störsymbols-Verhältnis erreichbar ist.

Beispiele für Gesetze, die einen logarithmischen Verlauf annähern, sind das A- oder das  $\mu$ -Gesetz, auf die im folgenden Kapitel kurz eingegangen wird.

Die hierfür gezeigten Ergebnisse sind bereits bekannt. Die Darstellung zeigt aber darüberhinaus, daß noch andere Annäherungen an einen logarithmischen Verlauf möglich sind, und daß die gewählte Beschreibungsweise auch zur Darstellung der Sonderfälle von nichtmonotonen oder unstetigen Gesetzen geeignet ist.

### 5.3 Beispiele für Kommandierungsgesetze für Mömentanwertkompander

#### 5.3.1 Potenzgesetz

Eine sehr einfache Form eines Kommandierungsgesetzes ist das Potenzgesetz /59/. Sein Kompressorgesetz lautet :

$$y = x^\alpha \quad (0 < \alpha < 1) \quad (5.18)$$

Dieses ist für verschiedene Werte von  $\alpha$  in Bild 17 dargestellt. Ausdrücke für  $G_m(x)$  und  $x G_m(x)$  ergeben sich aus (5.14) :

$$G_m(x) = \alpha x^{\alpha-1} \quad (5.19)$$

$$x G_m(x) = \alpha x^\alpha \quad (5.20)$$

Die Darstellung des Potenzgesetzes in (5.18) ist eine Idealisierung. Mit  $\alpha < 1$  folgt aus (5.19), daß die erste Ableitung des Kompressorgesetzes bei  $x = 0$  eine Polstelle aufweist, womit der Ruhegewinn  $G_0$  für  $x \rightarrow 0$  über alle Grenzen strebt :

$$\lim_{x \rightarrow 0} G_m(x) \rightarrow \infty \quad (5.21)$$

Die technische Realisierung des Kompressorgesetzes (5.18) ist für  $x = 0$  nur näherungsweise möglich, beispielsweise durch Ersetzen von (5.18) für kleine Werte von  $x < \xi$  durch eine Gerade mit endlicher Steigung. Das Kompressorgesetz eines entsprechend realisierbaren Kompanders lautet dann :

$$y = \begin{cases} x^\alpha & (\xi < x \leq 1) \\ \xi^{\alpha-1} x & (0 \leq x \leq \xi) \end{cases} \quad (5.22)$$

Für verschiedene Werte von  $\alpha$  ist  $y(x)$  entsprechend Gleichung (5.22) in Bild 18 in logarithmischer Form dargestellt.

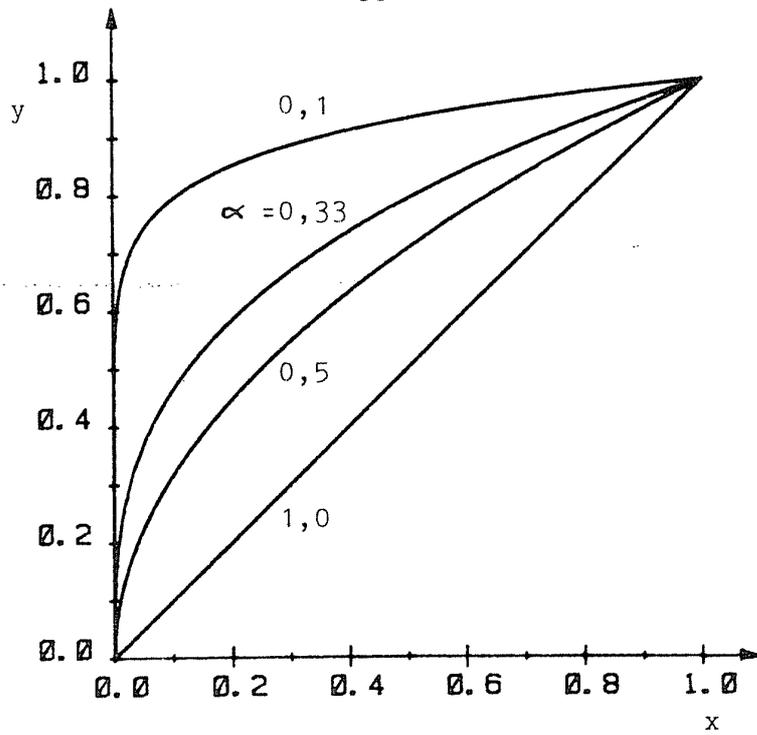


Bild 17

Darstellung des Potenzgesetzes (5.18) für verschiedene Werte des Parameters  $\alpha$

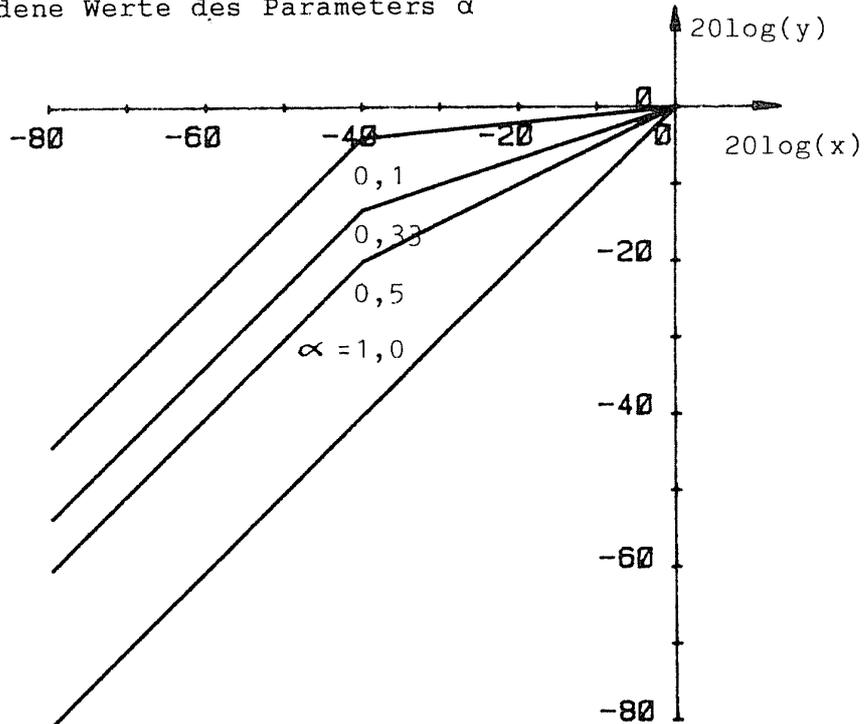


Bild 18

Logarithmische Darstellung des Potenzgesetzes (5.22) für verschiedene Werte des Parameters  $\alpha$  und für  $\epsilon = 0,01$

Aus (5.22) erhält man für  $G_m(x)$  und  $x \cdot G_m(x)$  :

$$G_m(x) = \begin{cases} \alpha x^{\alpha-1} & (\varepsilon < x \leq 1) \\ \varepsilon^{\alpha-1} & (0 \leq x \leq \varepsilon) \end{cases} \quad (5.23)$$

$$x \cdot G_m(x) = \begin{cases} \alpha x^{\alpha} & (\varepsilon < x \leq 1) \\ \varepsilon^{\alpha-1} x & (0 \leq x \leq \varepsilon) \end{cases} \quad (5.24)$$

Der endliche Ruhegewinn ergibt sich aus (5.23) :

$$G_0 = \varepsilon^{\alpha-1} \quad (5.25)$$

Die Ergebnisse aus (5.23) und (5.24) sind in Bild 19 und Bild 20 in logarithmischer Form dargestellt.

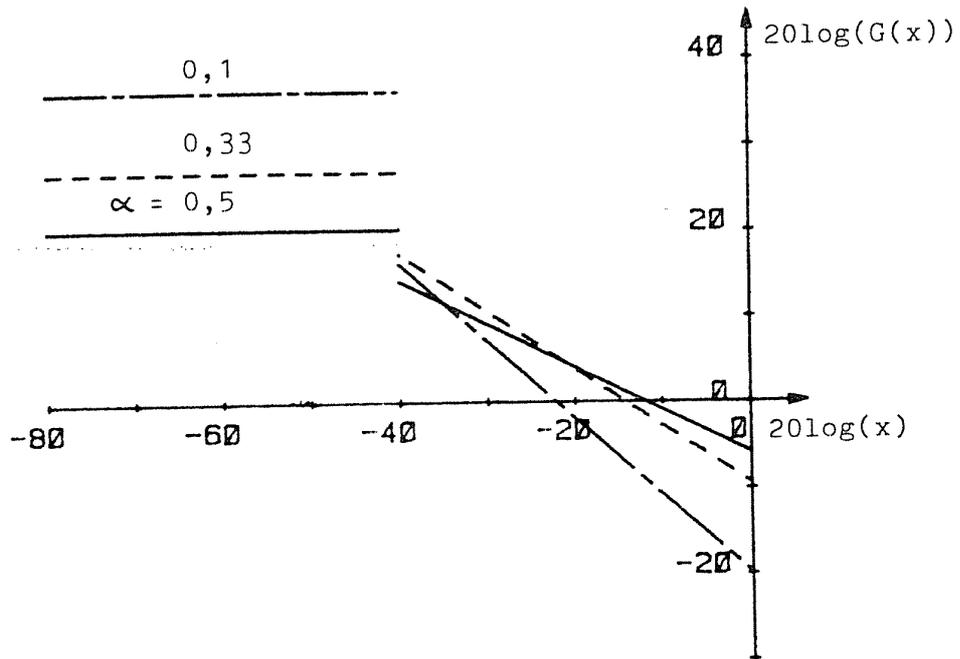


Bild 19

Darstellung von  $20 \log(G_m(x))$  für ein Potenzgesetz (5.22) und für verschiedene Werte des Parameters  $\alpha$

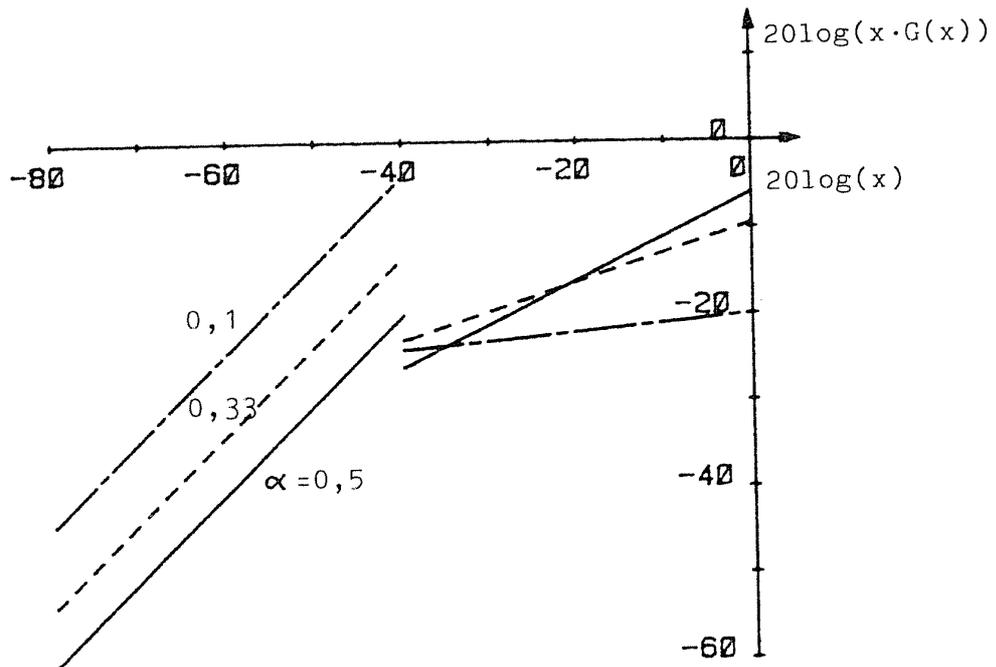


Bild 20

Darstellung von  $20 \log(x \cdot G_m(x))$  für ein Potenzgesetz (5.22) mit  $\epsilon = 0,01$  und für verschiedene Werte des Parameters  $\alpha$

### 5.3.2 Logarithmische Gesetze

In Kapitel 5.2 war abgeleitet worden, daß ein an bestimmte Gehöreigenschaften angepaßtes Kommandierungsgesetz auf die Differentialgleichung (5.17) und damit auf ein logarithmisches Kompressorgesetz führt :

$$y = F_K[x] = k_1 \ln(x) + \text{const.} \quad (5.26)$$

Das Gesetz (5.26) erfüllt jedoch nicht die notwendigen Bedingungen für Kommandierungsgesetze und ist damit ungeeignet. Durch Veränderungen an der Funktion  $y = \ln(x)$  lassen sich aber Kompressorgesetze erzeugen, die (5.17) näherungsweise erfüllen. Beispiele dafür sind das 'A-law' und das ' $\mu$ -law' /62/, die in Bild 21 in logarithmischer Form dargestellt sind:

'A-law' :

$$y = \begin{cases} \frac{A x}{1 + \ln(A)} & (0 \leq x \leq 1/A) \\ \frac{1 + \ln(Ax)}{1 + \ln(A)} & (1/A < x \leq 1) \end{cases} \quad (5.27)$$

' $\mu$ -law' :

$$y = \frac{\ln(1 + \mu x)}{\ln(1 + \mu)} \quad (5.28)$$

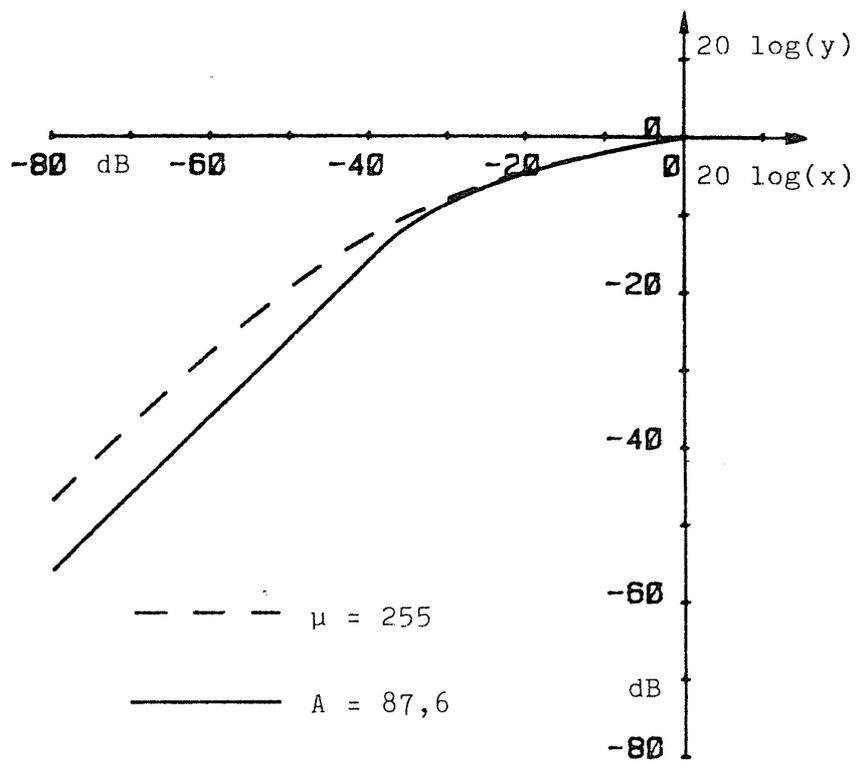


Bild 21

Logarithmische Darstellung der Kennlinien von  
'A' - bzw. ' $\mu$ ' - Gesetz

Bestimmend für die Eigenschaften dieser beiden logarithmischen Gesetze sind die Parameter  $A$  und  $\mu$ . In der Regel werden Werte mit  $A = 87,6$  und  $\mu = 255$  verwendet. Diese Werte wurden so gewählt, daß sich bestimmte gewünschte Werte für den Ruhegewinn  $G_0$  ergaben :

$$\text{'A-law' : } G_0 = 16 \quad (5.29)$$

$$\text{'}\mu\text{-law' : } G_0 = 46 \quad (5.30)$$

Ausdrücke für  $G_m(x)$  bzw.  $x \cdot G_m(x)$  ergeben sich mit (5.14). Die Ergebnisse sind in Bild 22 und Bild 23 jeweils in logarithmischer Darstellung gezeigt. Ähnliche Darstellungen finden sich z. B. in /36/.

Bei Durchsicht der Funktionen, die einen logarithmischen Verlauf annähern, wurde ein weiteres, für die Momentanwertkompondierung verwendbares Gesetz gefunden. Es scheint hierfür bisher noch nicht angewendet worden zu sein. Aus der Beziehung

$$\text{Ar sh (K)} = \ln ( K + \sqrt{K^2 + 1} ) \quad (5.31)$$

folgt eine Variante der logarithmischen Gesetze, die hier als 'K-Gesetz' bezeichnet werden soll :

$$y = \frac{\text{Ar sh (Kx)}}{\text{Ar sh (K)}} \quad (5.32)$$

Die Ausdrücke für  $G_m(x)$  bzw.  $x \cdot G_m(x)$  für dieses Gesetz erhält man wieder aus (5.14).

Bestimmend für die Eigenschaften des K-Gesetzes ist der Parameter  $K$ , der für die Darstellung von  $G_m(x)$  und  $x \cdot G_m(x)$  in Bild 24 und Bild 25 im Vergleich zu dem  $\mu$ -Gesetz so gewählt wurde, daß sich für  $G_0$  ein mit (5.30) vergleichbarer Wert ergab ( $K = 293$ ).

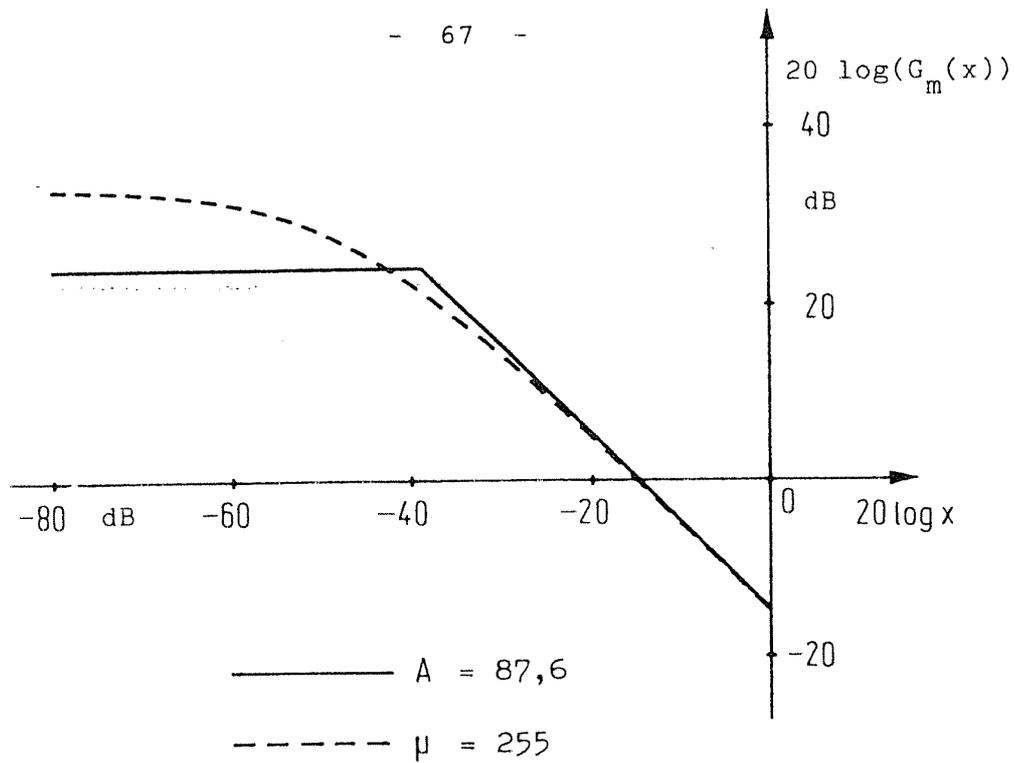


Bild 22

Darstellung von  $20 \log(G_m(x))$  für Momentanwertkompander nach dem 'A' - bzw. 'μ' - Gesetz

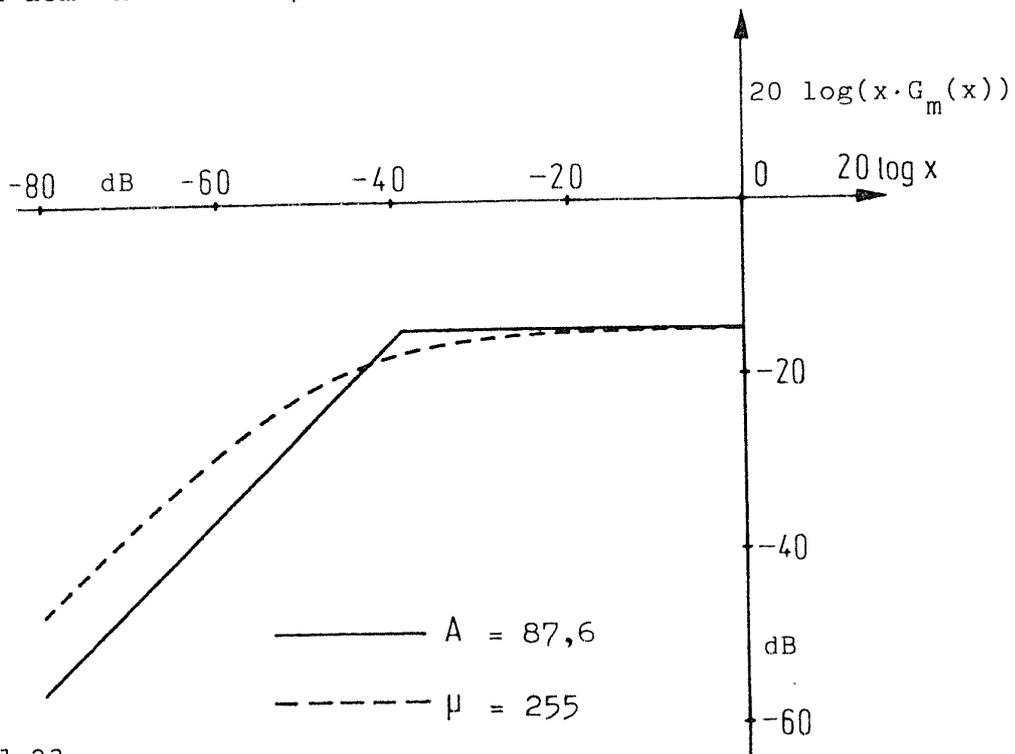


Bild 23

Darstellung von  $20 \log(x \cdot G_m(x))$  für Momentanwertkompander nach dem 'A' - bzw. 'μ' - Gesetz

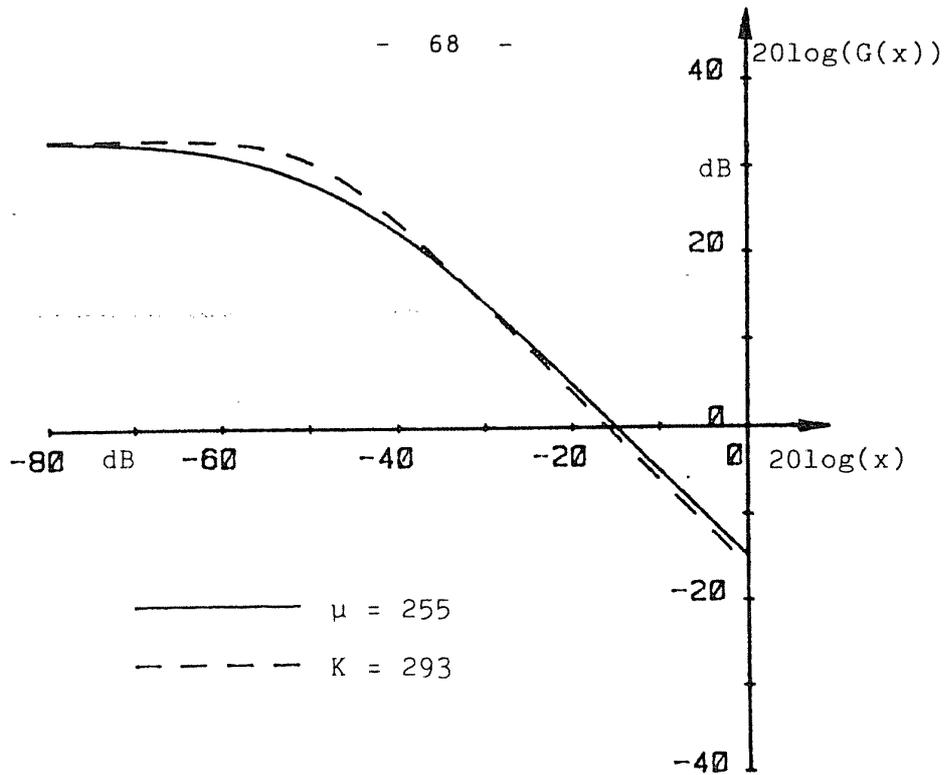


Bild 24 Darstellung von  $20 \log (G_m(x))$  für das  $\mu$ - und für das K-Gesetz

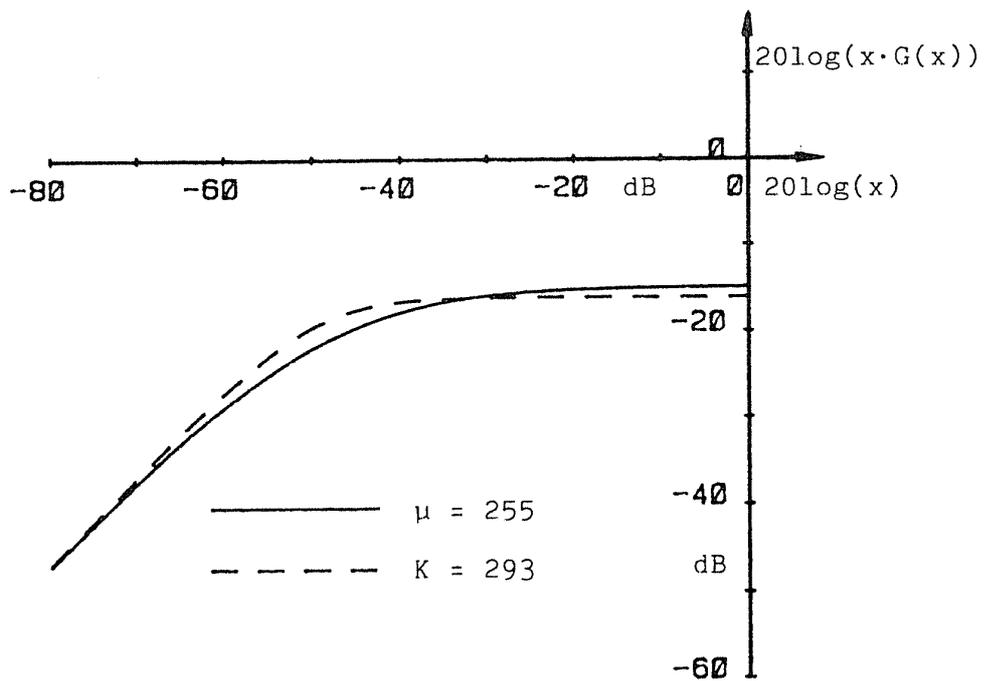


Bild 25 Darstellung von  $20 \log (x \cdot G_m(x))$  für das  $\mu$ - und für das K-Gesetz

### 5.3.3 Nichtmonotone oder unstetige Gesetze

Die Forderung, daß die Wirkung des Kompressors auf das Nutzsinal im Expander eindeutig umkehrbar sein muß, führt zu der Bedingung, daß ein Kompressorgesetz eine stetige und monotone Funktion sein muß, damit eine Umkehrfunktion existiert.

Die rekonstruierende Wirkung des Expanders läßt sich aber grundsätzlich nicht nur durch Anwendung der Umkehrfunktion auf das komprimierte Signal im Sinne von (4.4) erreichen, sondern auch durch die zusätzliche und getrennte Übertragung einer Hilfsgröße  $H(t)$  vom Kompressor zum Expander. Eine solche Hilfsgröße kann z. B. folgendermaßen definiert werden:

$$H(t) = \frac{x(t)}{y(t)} = \frac{x(t)}{F_K[x(t)]} \quad (5.33)$$

$$H(t) \leq 1$$

Die Beschränkung von  $H(t)$  folgt aus Gleichung (5.6).

Die rekonstruierende Wirkung des Expanders wird erreicht, indem das Eingangssignal  $y'(t)$  des Expanders mit der getrennt übertragenen Hilfsgröße multipliziert wird. Da die Übertragung der Hilfsgröße im allgemeinen nicht störungsfrei erfolgen kann, soll ebenso wie bei der Übertragung des komprimierten Signals  $y(t)$  angenommen werden, daß der Hilfsgröße  $H(t)$  additiv ein Störsignal  $z_H(t)$  hinzugefügt wird. Am Ausgang des Expanders erhält man dann:

$$\begin{aligned} x'(t) &= y'(t) H'(t) = (F_K[x(t)] + z(t)) (H(t) + z_H(t)) \\ &= x(t) + z(t) H(t) + F_K[x(t)] z_H(t) + z(t) z_H(t) \end{aligned} \quad (5.34)$$

Man erhält am Ausgang des Expanders also eine Summe aus dem Eingangssignal  $x(t)$  und dem mit  $H(t)$  veränderten Störsignal  $z(t)$  sowie Anteile, deren Existenz auf dem im Hilfskanal zugefügten Störsignal  $z_H(t)$  beruht.

Bei der beschriebenen Vorgehensweise wird für die Expandierung nicht die Umkehrfunktion des Kompressorgesetzes benötigt. Es ist daher auch nicht erforderlich, daß eine solche existiert, weshalb das Kompressorgesetz  $F_K$  in diesem Fall nichtmonoton oder unstetig sein kann.

Es ergibt sich aber als erheblicher Nachteil, daß die Hilfsgröße  $H(t)$  einen zusätzlichen Übertragungskanal benötigt. Für diesen Übertragungskanal ist in erster Näherung die gleiche Kanalkapazität vorzusehen wie für den Kanal zur Übertragung des komprimierten Signals.

Da die Kommandierung aber eine Verminderung der benötigten Kanalkapazität zur Aufgabe hatte, ist die beschriebene Vorgehensweise nicht sinnvoll. Allenfalls gäbe es die Möglichkeit, ein Kompressorgesetz so zu definieren, daß die Hilfsgröße  $H(t)$  durch einen sehr einfachen Ausdruck darstellbar wird und dadurch nur eine geringe zusätzliche Kanalkapazität zu ihrer Übertragung erforderlich wird.

Ein tatsächlich geeignetes unstetiges Kompressorgesetz mit dieser Eigenschaft ist z. B. :

$$y = \begin{cases} S \cdot x & (0 \leq x \leq 1/S) \\ x & (1/S < x \leq 1) \end{cases} \quad (5.35)$$

$(S > 1)$

Für  $S = 5$  ist ein solches Gesetz in Bild 26 dargestellt.

Die Hilfsgröße  $H(t)$  kann hier jeweils nur einen der beiden Werte 1 oder  $1/S$  annehmen. Besonders in digitalen Übertragungssystemen ist die Bereitstellung eines zusätzlichen Kanals zur Übertragung einer solchen Größe relativ einfach.

Das in Gleichung (5.35) definierte Kompressorgesetz stellt ein sehr einfaches unstetiges Gesetz dar. Ähnliche Gesetze mit mehr als zwei unterschiedlichen Funktionsbereichen sind für die digitale Übertragungstechnik mehrfach angegeben worden /69, 70/.

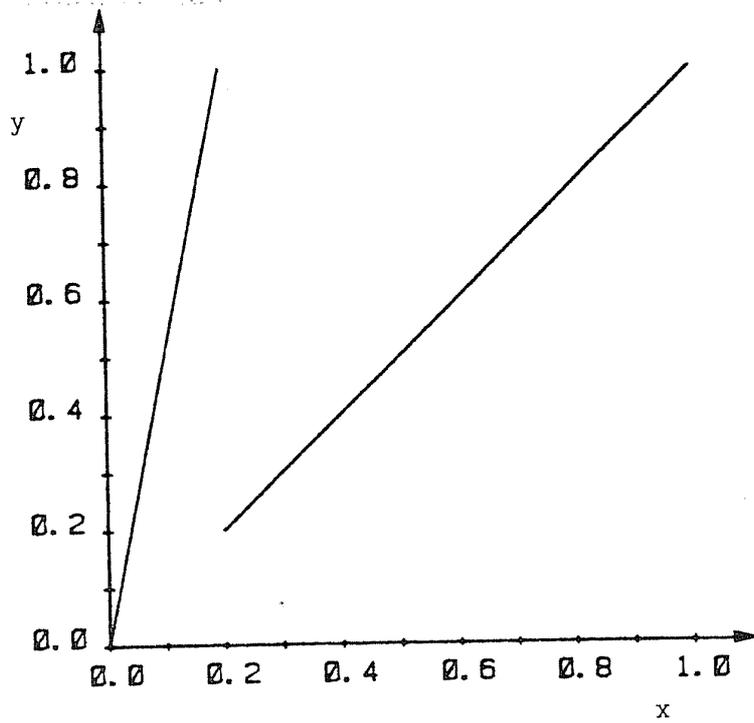


Bild 26  
Darstellung von Gleichung (5.35) mit  $S = 5$

Die Varianz des am Expanderausgang auftretenden Prozesses  $X'(t)$  bei Anwendung einer Momentanwertkompanierung mit einer Hilfsgröße entsprechend (5.33) kann auf ähnliche Weise wie in den Gleichungen (5.7) bis (5.12) bestimmt werden. Mit (5.34) erhält man:

$$\begin{aligned}
 E\{ X'(t) \}^2 &= \\
 &\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} (F_K[\xi] + \zeta)^2 \cdot \left( \frac{\xi}{F_K[\xi]} + \zeta_H \right)^2 p_X(\xi, t) p_Z(\zeta, t) p_{Z_H}(\zeta_H, t) d\xi d\zeta d\zeta_H \\
 &= \sigma_X^2 + \sigma_Z^2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{\xi}{F_K[\xi]} \right)^2 p_X(\xi, t) d\xi \\
 &+ \sigma_{Z_H}^2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} (F_K[\xi])^2 p_X(\xi, t) d\xi + \sigma_Z^2 \cdot \sigma_{Z_H}^2 \quad (5.36)
 \end{aligned}$$

Das Ergebnis unterscheidet sich erheblich von dem in (5.11). Die Varianz des am Expanderausgang beobachtbaren Störprozesses  $Z'(t)$  setzt sich zusammen aus zwei Integralausdrücken sowie dem Produkt der Varianzen der beiden Störprozesse  $Z(t)$  und  $Z_H(t)$ , das wegen der relativen Kleinheit der beiden Faktoren vernachlässigt werden kann.

Der Versuch, aus den Integralausdrücken in (5.36) Vorschriften zur Gestaltung des Kompressorgesetzes abzuleiten, führt auf einen Widerspruch. Während aus dem ersten Integralausdruck abzuleiten ist, daß die Varianz des Störprozesses  $Z(t)$  dann vermindert am Ausgang auftritt, wenn der Quotient  $x / F_K[x]$  für häufig auftretende Werte von  $x$  möglichst klein wird, ergibt sich aus dem zweiten Integralausdruck, daß die Varianz des Störprozesses  $Z_H(t)$

dann vermindert am Ausgang auftritt, wenn das komprimierte Signal  $y = F_K[x]$  für häufig auftretende Werte von  $x$  möglichst klein wird.

Ein Momentanwertkompander mit entsprechend (5.33) definierter Hilfsgröße gestattet demnach zwar auch ohne Existenz einer Umkehrfunktion die Rekonstruktion des Nutzsignals am Ausgang des Expanders, die gewünschte Verminderung der Varianz des Störsignals wie bei einem 'normalen' Momentanwertkompander wird aber nicht erreicht.

Wenn jedoch die Übertragung der Hilfsgröße z. B. bedingt durch ein besonders definiertes Kompressorgesetz ähnlich (5.35) praktisch störungsfrei gelingt, dann kann die gewünschte Wirkung erreicht werden. Mit  $z_H(t) = 0$  erhält man aus (5.36) ähnlich wie in (5.13) einen Ausdruck für den 'Gewinn'  $G(t)$  des Momentanwertkompanders:

$$G(t) = \frac{\sigma_z}{\sigma_{z'}} = \frac{1}{\sqrt{\int_{-\infty}^{+\infty} \left( \frac{\xi}{F_K[\xi]} \right)^2 p_X(\xi, t) d\xi}} \quad (5.37)$$

Ähnlich wie bei (5.14) kann man auch hier einen 'Momentanwert-Gewinn'  $G_m$  definieren:

$$G_m(x_1) = \frac{F_K[x_1]}{x_1} \quad (5.38)$$

und ebenso einen Ruhegewinn  $G_o$ :

$$G_o = \lim_{x_1 \rightarrow 0} G_m(x_1) = \lim_{x_1 \rightarrow 0} \frac{d F_K[x = x_1]}{dx} \quad (5.39)$$

Aus (5.36) erhält man auch eine (5.16) entsprechende Darstellung des Nutzsinal/Störsinal-Verhältnisses am Ausgang des Expanders:

$$\frac{\sigma_X^2}{\sigma_{Z'}^2} = \frac{\int \xi^2 p_X(\xi, t) d\xi}{\sigma_Z^2 \cdot \int \left(\frac{\xi}{F_K[\xi]}\right)^2 p_X(\xi, t) d\xi} \quad (5.40)$$

Dieser Ausdruck nimmt für jede Verteilungsdichte  $p_X(x, t)$  einen konstanten Wert an, wenn gilt:

$$x^2 = k_1 \cdot \left(\frac{x}{F_K[x]}\right)^2$$

oder:

$$F_K[x] = k_1 = \text{const.} \quad (5.41)$$

Kompressorgesetze entsprechend Gleichung (5.35) sollten also so ausgelegt werden, daß die Steigung von  $F_K$  für  $x = 0$  möglichst groß ist und ansonsten  $F_K[x] \approx 1$  für einen möglichst großen Wertebereich von  $x$  ist.

Für das in (5.35) definierte Kompressorgesetz erhält man die in (5.38) und (5.39) definierten Gewinne zu:

$$G_m(x) = \begin{cases} S & (0 \leq x \leq 1/S) \\ 1 & (1/S < x \leq 1) \end{cases} \quad (5.42)$$

$$G_o = S$$

#### 5.4 Signalverzerrungen bei der Momentanwertkompondierung

Die Kompondierungsgesetze stellen nichtlineare Beziehungen zwischen den Eingangs- und Ausgangsgrößen von Kompressor und Expander dar. Die Folge dieser Nichtlinearität ist, daß das komprimierte Signal  $y$  am Ausgang eines Kompressors gegenüber dem Eingangssignal  $x$  nichtlinear verzerrt ist /59,78/.

Die Auswirkungen der Nichtlinearitäten müssen unbedingt berücksichtigt werden, wenn eine Momentanwertkompondierung bei der Übertragung wert- und zeitkontinuierlicher Signale über wert- und zeitkontinuierliche und frequenzbandbegrenzte Kanäle eingesetzt werden soll.

Setzt man zum Beispiel bei einem Kompressor nach dem Potenzgesetz (5.1) als Eingangssignal das determinierte periodische Signal  $x(t) = A \sin(\omega t)$  an, so erhält man das Ausgangssignal  $y(t)$  des Kompressors unter Berücksichtigung der Symmetrie (5.4) des Kompressorgesetzes:

$$y(t) = \text{sign}(\sin(\omega t)) A^\alpha |\sin(\omega t)|^\alpha \quad (5.43)$$

Unterzieht man diese Zeitfunktion einer harmonischen Analyse, so zeigt sich, daß das komprimierte Signal  $y(t)$  tatsächlich gegenüber dem Eingangssignal  $x(t)$  in erheblichem Maße höhere Harmonische enthält.

Ganz ähnlich verhält sich die Momentanwertkompondierung nach dem  $\mu$ -Gesetz oder dem K-Gesetz. Das A-Gesetz (5.27) stellt für den Bereich  $0 \leq x \leq 1/A$  eine lineare Beziehung dar. In diesem Bereich treten daher keine nichtlinearen Verzerrungen auf. Für Werte von  $x > 1/A$  sind diese aber ebenso vorhanden.

Verwendet man ein nichtstetiges Gesetz wie z. B. (5.35), so können im komprimierten Signal  $y(t)$  Sprünge auftreten. Diese sind ebenfalls gleichbedeutend mit dem Auftreten höherer Harmonischer.

Die nichtlinearen Verzerrungen sind prinzipiell kennzeichnend für die Momentanwertkompanierung in analogen Übertragungssystemen. Zwar treten bei exakt komplementärem Verhalten von Kompressor und Expander am Ausgang des Expanders keine nichtlinearen Verzerrungen mehr auf, der Expander kann die exakt komplementäre Operation aber nur durchführen, wenn sein Eingangssignal  $y'(t)$  exakt gleich dem Ausgangssignal  $y(t)$  des Kompressors ist.

Schon durch die Anwesenheit eines Störsignals und durch die Frequenzbandbeschränkung des Übertragungskanals ist dieser Idealzustand in der Praxis nicht erreichbar. Deshalb stellt sich die Frage, welcher Fehler auftritt, wenn nicht alle Verzerrungskomponenten im Ausgangssignal  $y$  des Kompressors zum Eingang des Expanders übertragen werden.

In /59/ ist gezeigt, daß bei einem Übertragungskanal mit einem maximalen Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis von ca. 300 (50 dB) und unter Verwendung eines Potenzgesetzes mit  $\alpha = 0,5$  und einem auf  $G_0 = 16$  eingestellten Ruhegewinn eine Bandbreite von etwa dem vierzigfachen der Signalbandbreite erforderlich war, und daß selbst unter diesen Voraussetzungen der Gesamtklirrfaktor bei einer Versuchsanlage 2% betrug.

Selbst wenn man die Ansprüche an die Verzerrungsfreiheit der Übertragung reduziert und dazu noch berücksichtigt, daß bei bestimmten Gesetzen die Verzerrungen bei kleinerer Aussteuerung ebenfalls kleiner werden oder z.B. beim 'A'-Gesetz ganz verschwinden, so muß man doch eine mindestens fünffache Übertragungsbandbreite für erforderlich erachten /78/. Der benötigte Zuwachs an Übertragungsbandbreite und damit entsprechend (2.4) an Kanalkapazität ist also ganz erheblich.

Wenn man stattdessen ganz auf die Kompanierung verzichtet und von vornherein einen Kanal mit einem um den Ruhegewinn  $G_0$  höheren Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis verwendet, dann ist die erforderliche Zunahme an Kanalkapazität deutlich geringer, weil das Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis in (2.4) im Gegensatz zur Übertragungsbandbreite nur mit dem Logarithmus eingeht.

### 5.5 Vergleich der Ergebnisse

Den jeweiligen Darstellungen von  $G_m(x)$  für die verschiedenen vorgestellten Kompandierungsgesetze ist zu entnehmen, daß in einem bestimmten Wertebereich von  $x$  ein 'Gewinn' ( $G_m(x) > 1$ ) auf Kosten eines anderen Wertebereichs von  $x$  entsteht, dem ein 'Verlust' ( $G_m(x) < 1$ ) zuzuordnen ist. Diese Tatsache folgt unmittelbar aus den notwendigen Eigenschaften eines Kompandierungsgesetzes (s. Kapitel 5.1) und zwar insbesondere aus der Forderung nach Existenz einer Umkehrfunktion.

Aus dem Mittelwertsatz der Differentialrechnung folgt dann nämlich für stetige und monotone Funktionen, daß für genau einen Wert  $x_e$  der Wert von  $G_m(x)$  eins werden muß. Aus den Bedingungen in Kapitel 5.1 folgt dann :

$$G_m(x) \begin{cases} > 1 & (x < x_e) \\ = 1 & (x = x_e) \\ < 1 & (x > x_e) \end{cases} \quad (5.44)$$

Integriert man  $G_m(x)$  über den gesamten Wertebereich von  $x$ , so erhält man mit (5.14) :

$$\int_0^1 G_m(x) dx = \int_0^1 \frac{d F_K[x]}{dx} dx = 1 \quad (5.45)$$

Hieraus folgt dann mit (5.44) :

$$\int_0^{x_e} G_m(x) dx = 1 - \int_{x_e}^1 G_m(x) dx \quad (5.46)$$

Bei einem Momentanwertkompander ist demnach ein Gewinn  $G_m(x) > 0$  in einem bestimmten Wertebereich von  $x$  notwendigerweise mit einem 'Verlust'  $G_m(x) < 0$  in dem verbleibenden Wertebereich verbunden. Scheinbar bilden Gesetze ähnlich (5.35) hier eine Ausnahme, denn aus (5.38) geht hervor, daß  $G_m(x)$  nicht kleiner als eins wird. Dieser Widerspruch läßt sich jedoch dadurch aufklären, daß als 'Preis' für die Anwendung eines solchen Gesetzes ja der zusätzliche Übertragungskanal zur Übertragung der Hilfsgröße  $H$  bereitgestellt werden muß. Dieser Preis wäre also als zusätzlicher Verlust in (5.38) zu berücksichtigen, wodurch dann im Bereich  $(1/S < x \leq 1)$  tatsächlich wieder ein Verlust mit  $G_m(x) < 1$  auftritt.

Vergleicht man die jeweiligen Darstellungen für  $x \cdot G_m(x)$ , so kann man erkennen, daß das für die Anpassung an die Gehöreeigenschaften angestrebte konstante Nutzsinal/Störsinal-Verhältnis am Ausgang des Expanders bei den logarithmischen Gesetzen über einen großen Wertebereich von  $x$  annähernd oder auch tatsächlich (A-Gesetz) erreicht wird. Lediglich für sehr kleine Werte von  $x$  wird dies nicht erreicht. Die in Bild 25 erkennbaren Unterschiede in den Darstellungen für das  $\mu$ -Gesetz und für das K-Gesetz sind gering, jedoch weist die Darstellung von  $\log(x \cdot G_m(x))$  für das K-Gesetz einen ausgeprägteren horizontalen Verlauf auf und zeigt ein etwas größeres Nutzsinal/Störsinal-Verhältnis für Eingangssignale in der Größenordnung von  $20 \log(x) \approx -50$  dB, während der notwendig höhere Verlust bei  $20 \log(x) \approx 0$  dB sehr gering ausfällt. Daraus folgt, daß das K-Gesetz gegenüber den anderen logarithmischen Kompanierungsgesetzen zu Unrecht bisher keine Beachtung gefunden hat.

Wie aus Bild 20 hervorgeht, ist bei Verwendung eines Potenzgesetzes ein etwa horizontaler Verlauf der Darstellung für  $x \cdot G_m(x)$  nur für Werte von  $x > \epsilon$  und für kleine Werte des Exponenten  $\alpha$  erreichbar. In Bild 19 ist zu sehen, daß man für kleine Werte von  $\alpha$  zwar einerseits einen hohen Gewinn für kleine Werte von  $x$ , aber andererseits einen hohen Verlust für große Werte von  $x$  erhält. Dadurch erhält man bei kleinem  $\alpha$  insgesamt nur einen kleinen Wert von  $20 \log(x \cdot G_m(x))$  in Bild 20.

Aus der Untersuchung der Eigenschaften der vorgestellten Gesetze für die Momentanwertkompan-dierung anhand der Darstellungen für  $G_m(x)$  bzw.  $x \cdot G_m(x)$  läßt sich somit ableiten, daß für die elektroakustische Übertragung unter Berücksichtigung der Höreigenschaften die logarithmischen Gesetze zu empfehlen sind, wobei das hier vorgeschlagene K-Gesetz besonders beachtet werden sollte.

Ein Gewinn  $G_m(x) > 1$  besagt aber lediglich, daß im Mittel die Varianz des Störsignals am Ausgang des Momentanwertexpanders kleiner ist als im Übertragungskanal. Es ist nur eine erste grobe Annahme, daß das Störsignal dadurch auch weniger oder gar nicht mehr hörbar ist. Insbesondere bei schmalbandigen Nutzsignalen ist die Verdeckung von breitbandigem Störgeräusch eher gering (s. Bild 10), was der qualitätsverbessernden Wirkung der Momentanwertkompan-dierung enge Grenzen setzt.

Zur Beurteilung ist zusätzlich unbedingt zu berücksichtigen, daß zur Übertragung eine erheblich höhere Kanalbandbreite zur Verfügung zu stellen ist.

Dies und auch die relativ schwierige schaltungsmäßige Realisierung der Kompressor- und Expander-gesetze  $F_K$  und  $F_{KU}$  haben dazu geführt, daß nach anfänglichen Bemühungen die Momentanwertkompan-dierung in der analogen Übertragungstechnik nicht mehr verwendet wird.

In der digitalen Übertragungstechnik wird die Momentanwertkompan-dierung dagegen häufig angewendet. Während sie nämlich bei frequenzbandbegrenzten Signalen auf Signale führen kann, die ein breiteres oder sogar unbeschränktes Frequenzband belegen, tritt eine gleichartige Erscheinung innerhalb von digitalen Übertragungssystemen nicht auf. Dieser scheinbare Widerspruch klärt sich auf, wenn man bedenkt, daß die Kompan-dierung hier nicht auf die Eingangssignale sondern auf die Abtastwerte der Eingangssignale angewendet wird. Es findet lediglich ein Rechen-vorgang bei der Quantisierung statt, der keinen Einfluß auf die zur Übertragung benötigte Frequenzbandbreite hat.

Die Momentanwertkompan-dierung wird daher praktisch ausschließlich in der digitalen Übertragungstechnik angewendet.

## 6. Silbenkompander

### 6.1 Grundlagen

Die Anwendung der im vorigen Kapitel behandelten Momentanwertkompander in analogen Übertragungssystemen hat das Auftreten nichtlinearer Verzerrungen zur Folge. Zwar werden die im Kompressor auftretenden nichtlinearen Verzerrungen bei völlig ungestörter Übertragung und bei exakt komplementärem Verhalten des Expanders in diesem wieder aufgehoben, da aber die genannten Voraussetzungen nicht eingehalten werden können, bleiben im Ausgangssignal des Expanders unter Umständen erhebliche nichtlineare Verzerrungen bestehen.

Eine weitgehende Lösung dieses Problems erhält man mit Hilfe einer veränderten Vorgehensweise, deren Ziel neben der schon bei der Momentanwertkompandierung erreichten subjektiven Erhöhung der Übertragungsqualität die Vermeidung des Auftretens nichtlinearer Verzerrungen bereits im Kompressor ist.

Die zu beschreibende erweiterte Form der Kompandierung gründet sich darauf, daß nach einem lauten Schallereignis für die Dauer der Nachverdeckung weder Nutz-Schallereignisse noch Stör-Schallereignisse hörbar sind, wenn sie die Mithörschwelle nicht überschreiten.

Aufgrund dieses 'Trägheitseffekts' der Nachverdeckung ist es nicht erforderlich, daß ein Kompandierungsverfahren das Nutzsignal/Störsignal-Verhältnis in jedem beliebig kurzen Zeitraum verbessert. Es ist ausreichend, wenn das durch die Kompandierung veränderte Störsignal stets unterhalb der von der Nachverdeckung bestimmten Mithörschwelle bleibt. Dies gilt insbesondere in Zeitabschnitten mit geringen Signalwerten zwischen zeitlich aufeinanderfolgenden großen Signalwerten.

So gelangt man zum sogenannten 'Silbenkompander', bei dem die Abhängigkeit zwischen Eingangs- und Ausgangssignalen von Kompressor und Expander nicht durch die Signale selbst, sondern durch eine aus den Signalen abgeleitete Größe bestimmt wird, die den Signalen hüllkurvenartig und gewissermaßen 'träge' folgt.

Die Bezeichnung hat ihren Ursprung darin, daß die ersten Kompan-  
der dieser Art für Sprachübertragung konstruiert wurden und die  
erwähnte abgeleitete Größe mit Verfahren gewonnen wurde, bei  
denen 'Zeitkonstanten' auftraten, die in der Größenordnung der  
Silbendauer lagen. Über die Silbenkompan-  
dierung liegen zahlreiche  
Veröffentlichungen vor (siehe z.B. /87/ bis /107/).

Die eindeutige Zuordnung einer Musterfunktion  $y(t)$  des 'kompri-  
mierten' Prozesses  $Y(t)$  am Ausgang eines Kompressors zu einer  
Musterfunktion  $x(t)$  des Eingangsprozesses  $X(t)$  läßt sich anstelle  
von (4.1) auch mit Hilfe einer noch geeignet zu definierenden  
Größe  $a(t)$  beschreiben:

$$y(t) = a \cdot x(t) \quad (6.1)$$

Wenn man nun das Auftreten von nichtlinearen Verzerrungen im  
Ausgangssignal  $y(t)$  eines mit (6.1) beschriebenen Kompressors  
verhindern will, dann muß die Größe  $a$  zeitunabhängig konstant  
sein. Bei konstantem  $a$  beschreibt die Gleichung (6.1) aber einen  
Verstärker mit gleichbleibender Verstärkung und nicht einen Kom-  
pressor.

Die Größe  $a(t)$  wird daher zeit- und signalabhängig sein müssen.  
Die Aufgabe, sie in geeigneter Weise so aus dem Nutzsinal zu  
gewinnen, daß zwar einerseits der gewünschte Kompan-  
dierungsgewinn, andererseits aber nur möglichst geringe nichtlineare Ver-  
zerrungen auftreten, stellt die zentrale Problematik der Silben-  
kompan-  
dierung dar.

In späteren Kapiteln wird eingehend untersucht werden, wie die  
genannte Aufgabe im einzelnen gelöst werden kann.

## 6.2 Signaldarstellung zur Silbenkompondierung

Die zu verarbeitenden elektroakustischen Signale seien durch reelle Zeitfunktionen  $x(t)$  repräsentiert. Bei diesen kann es sich sowohl um determinierte Signale als auch um Musterfunktionen stochastischer Prozesse handeln.

Wenn zu einer jeweiligen Funktion  $x(t)$  die zugehörige reelle Hilbert-Transformierte  $\hat{x}(t)$  existiert, dann kann  $x(t)$  als Realteil des analytischen Signals ( $x(t) - j \hat{x}(t)$ ) geschrieben werden:

$$x(t) = c_x(t) \cdot \cos(\varphi_x(t)) \quad (6.2)$$

Darin ist  $c_x(t)$  der Betrag des analytischen Signals und definiert als die 'Einhüllende' oder 'Hüllkurve' der reellen Zeitfunktion  $x(t)$  /12/:

$$c_x(t) = \sqrt{x^2(t) + \hat{x}^2(t)} \quad (6.3)$$

Das Argument der Kosinusfunktion, dessen zeitliche Ableitung als Momentankreisfrequenz bezeichnet wird, erhält man mit:

$$\varphi_x(t) = - \arctan (\hat{x}(t)/x(t)) \quad (6.4)$$

Die Besonderheit dieser Signaldarstellung liegt darin, daß die Eigenschaften des Signals  $x(t)$  mit Hilfe der zwei Komponenten  $c_x(t)$  und  $\varphi_x(t)$  dargestellt werden, wobei die Amplitudeninformation durch  $c_x(t)$  und die Phasen- bzw. Frequenzinformation durch  $\varphi_x(t)$  repräsentiert wird. Infolge der Definition über das analytische Signal ist diese Darstellung eindeutig.

Darüberhinaus besteht eine Verwandtschaft mit der Darstellungsweise von elektroakustischen Ereignissen, die man in der Regel durch eine Tonhöhen-Frequenz-Information und eine Lautstärken-Amplituden-Information kennzeichnet.

Der Einhüllenden  $c_x(t)$  kommt für die folgenden Darstellungen eine zentrale Bedeutung zu, weil die Silbenkompanidierung als Momentanwertkompanidierung der Einhüllenden definiert werden kann.

Obwohl technisch realisierbare Silbenkompanider dieser Definition nur näherungsweise entsprechen, können mit Hilfe des Ansatzes Vorschriften zur Gewinnung der Größe  $a(t)$  in (6.1) abgeleitet werden, deren Anwendung zu Silbenkompanidern führt, die die an sie gestellten Anforderungen hinsichtlich Kompanidierungsgewinn und Freiheit von nichtlinearen Verzerrungen in hohem Maße erfüllen.

### 6.3 Kompanidierungsgesetz für Silbenkompanider

#### 6.3.1 Beschreibung des Silbenkompressors

Ein möglicher Ansatz zur Beschreibung der Silbenkompanidierung besteht darin, anstelle der momentanen Signalwerte die Einhüllende des Eingangssignals einer Momentanwertkompanidierung entsprechend (4.1) zu unterziehen. Der Einhüllenden  $c_x(t)$  des Eingangssignals werde also durch ein Kompressorgesetz  $F_K$  eindeutig die Einhüllende  $c_y(t)$  des Ausgangssignals zugeordnet. Wenn die Umkehrfunktion  $F_{KU}$  des Kompressorgesetzes existiert, dann beschreibt sie entsprechend die umgekehrte Zuordnung:

$$c_y(t) = F_K[c_x(t)] \longleftrightarrow c_x(t) = F_{KU}[c_y(t)] \quad (6.5)$$

Die anderen Bestandteile des Signals (6.2) sollen unverändert bleiben. Mit (6.2) als Eingangssignal und der Zuordnung in (6.5) kann dann das Ausgangssignal des Silbenkompressors beschrieben werden:

$$y(t) = F_K[c_x(t)] \cdot \cos(\varphi_x(t)) = c_y \cdot \cos(\varphi_x(t)) \quad (6.6)$$

Die tatsächlich mit dem Signal  $x(t)$  auszuführende Operation ist nicht ohne weiters anhand von (6.6) zu erkennen, da die Hüllkurve  $c_x(t)$  nicht losgelöst vom Signal  $x(t)$  zur Verfügung steht. Diese Darstellung in (6.6) kann aber in eine (6.1) entsprechende Darstellung überführt werden, wobei der Fall  $c_x = 0$  ggf. gesondert zu betrachten ist :

$$y(t) = \frac{F_K[c_x(t)]}{c_x(t)} \cdot c_x(t) \cdot \cos(\varphi_x(t))$$
$$y(t) = \frac{F_K[c_x(t)]}{c_x(t)} \cdot x(t) \quad (6.7)$$

Ein Silbenkompressor ist also darstellbar als Multiplikation des Eingangssignals  $x(t)$  mit einer bestimmten Funktion seiner Hüllkurve  $c_x(t)$ .

Wenn das zu verwendende Kompressorgesetz  $F_K$  eindeutig und umkehrbar ist, kann die Kompression in (6.7) durch Einsetzen von (6.5) und Berücksichtigen der Umkehrfunktion von  $F_K$  auch in Abhängigkeit von der Einhüllenden  $c_y(t)$  des komprimierten Signals dargestellt werden:

$$y(t) = \frac{c_y(t)}{F_{KU}[c_y(t)]} \cdot x(t) \quad (6.8)$$

Mit (6.7) und (6.8) ist die zunächst nicht näher definierte Größe  $a(t)$  in (6.1) auf eine Funktion der Einhüllenden des Eingangssignals bzw. der Einhüllenden des komprimierten Signals zurückgeführt.

### 6.3.2 Beschreibung des Silbenexpanders

Der Silbenexpander hat die Aufgabe, die an der Hüllkurve des Signals  $x(t)$  entsprechend (6.6) vorgenommene Veränderung wieder rückgängig zu machen. Geht man zunächst von einer ungestörten Übertragung zwischen Kompressor und Expander aus ( $y' = y$ ), so erhält man mit (6.5) entsprechend zu (6.6) eine Beschreibung des Silbenexpanders:

$$x'(t) = F_{KU} [c_{y'}(t)] \cdot \cos(\psi_x(t)) \quad (6.9)$$

Diese Darstellung läßt sich in eine (6.7) entsprechende überführen:

$$x'(t) = \frac{F_{KU} [c_{y'}(t)]}{c_{y'}(t)} \cdot y'(t) \quad (6.10)$$

Ein Silbenexpander ist demnach ebenfalls als Multiplikation des Eingangssignals mit einer bestimmten Funktion seiner Hüllkurve darstellbar. Diese Beschreibung in (6.10) gibt eine der Möglichkeiten zur Realisierung eines Silbenexpanders an. Wichtig ist hierbei, daß die Existenz der Umkehrfunktion  $F_{KU}$  des Kompressorgesetzes erforderlich ist.

Eine weitere Möglichkeit zur Realisierung eines Silbenexpanders erhält man, wenn man eine der Zuordnungen aus (6.5) in (6.10) einsetzt:

$$\begin{aligned}x'(t) &= \frac{F_{KU} \left[ F_K \left[ c_{x'}(t) \right] \right]}{F_K \left[ c_{x'}(t) \right]} \cdot y'(t) \\ &= \frac{c_{x'}(t)}{F_K \left[ c_{x'}(t) \right]} \cdot y'(t)\end{aligned}\tag{6.11}$$

Ein Silbenexpander kann demnach auch als Multiplikation des Eingangssignals mit einer bestimmten Funktion der Hüllkurve seines Ausgangssignals realisiert werden. Scheinbar ist die Existenz einer Umkehrfunktion  $F_{KU}$  zur Realisierung von (6.11) nicht erforderlich. Da die Gleichung (6.11) aber mit Hilfe der Zuordnungen in (6.5) aus (6.9) und (6.10) entwickelt wurde, bleibt diese Voraussetzung bestehen.

Wie man anhand der veröffentlichten Beschreibungen von Silbenkompantern feststellen kann, werden Silbenexpander sehr häufig entsprechend (6.10) und praktisch überhaupt nicht entsprechend (6.11) realisiert.

Eine dritte und relativ häufig verwendete Realisierungsmöglichkeit besteht darin, die für die Kompression verwendete Hüllkurve  $c_x(t)$  des Eingangssignals oder eine daraus abgeleitete Größe auf einem zusätzlichen Signalweg als 'Hilfs-' oder 'Steuergröße' zum Expander zu übertragen und diese in (6.11) anstelle der aus dem expandierten Signal  $x'(t)$  abgeleiteten Hüllkurve  $c_{x'}(t)$  zu verwenden. Bei dieser Vorgehensweise ist die Existenz einer Umkehrfunktion zum Kompressorgesetz nicht erforderlich.

Grundsätzlich ist die Steuerung eines Silbenexpanders immer mit Hilfe einer getrennt übertragenen Hilfsgröße möglich, natürlich auch dann, wenn eine Umkehrfunktion zum Kompressorgesetz existiert. Der Nachteil dieses Verfahrens liegt aber darin, daß zusätzlich zum eigentlichen Übertragungskanal ein weiterer Kanal zur Übertragung der Hilfsgröße zur Verfügung gestellt werden muß. Vorteilhaft ist demgegenüber, daß die Gewinnung der Hüllkurven

$c_{x'}(t)$  oder  $c_{y'}(t)$  im Expander nicht von den Störungen des Übertragungskanals beeinflusst werden kann, allerdings müssen stattdessen die Störungen des zusätzlichen Kanals berücksichtigt werden.

Wegen des großen Aufwands für einen zusätzlichen Übertragungskanal werden Silbenkompander mit getrennter Übertragung einer Hilfsgröße praktisch nur dann angewendet, wenn in bestimmten Spezialfällen ein Kompressorgesetz ohne Umkehrfunktion verwendet werden soll, oder wenn mit relativ großen Störungen im Übertragungskanal gerechnet werden muß.

Solange die Zuordnung in (6.5) tatsächlich eindeutig und umkehrbar ist, kann ein Silbenkompressor wahlweise durch (6.7) oder (6.8) und der zugehörige Silbenexpander durch (6.10) oder (6.11) beschrieben werden.

Es muß aber beachtet werden, daß das Eingangssignal  $y'(t)$  des Expanders nur im Idealfall der ungestörten Übertragung exakt gleich dem Ausgangssignal  $y(t)$  des Kompressors sein wird, denn neben linearen und nichtlinearen Verzerrungen wird dem komprimierten Signal  $y(t)$  bei der Übertragung das Störsignal  $z(t)$  additiv hinzugefügt. Die Folge ist, daß eine aus dem komprimierten und übertragenen Signal  $y'(t)$  gewonnene Hüllkurve  $c_{y'}(t)$  nicht grundsätzlich identisch ist mit der am Ausgang des Kompressors aus dem komprimierten Signal  $y(t)$  gewonnenen Hüllkurve  $c_y(t)$ .

Deshalb kann die Wirkung des Kompressors auf das Nutzsinal im Expander grundsätzlich nicht exakt wieder aufgehoben werden. Durch Wahl eines geeigneten Kompressorgesetzes und geeigneter Methoden zur Gewinnung der jeweiligen Hüllkurven ist es aber möglich, die Höhe der auftretenden Fehler gering zu halten. Wichtig ist ebenfalls, daß die im Kanal hinzugefügten Störsignale relativ klein gegenüber den Nutzsinalen sind.

Wenn dies aber nicht gewährleistet werden kann und wenn die hierdurch entstehenden Übertragungsfehler nicht vernachlässigt werden können, dann ist ein Silbenkompander nur mittels zusätzlicher Übertragung einer Hilfsgröße realisierbar.

#### 6.4 Beurteilungskriterien für Silbenkompander

Es war angenommen worden, daß dem sonst unverändert übertragenen komprimierten Signal  $y(t)$  im Übertragungskanal ein additives Störsignal  $z(t)$  hinzugefügt wird. Unter der Voraussetzung, daß dieses klein ist gegenüber dem Nutzsinal, sind die mit geeigneten Mitteln im Kompressor bzw. im Expander ableitbaren Hüllkurven  $c_x(t)$  bzw.  $c_{x'}(t)$  praktisch identisch. Dann erhält man das Ausgangssignal des Expanders mit (6.7) und (6.11) zu:

$$x'(t) = x(t) + z(t) \cdot \frac{c_x(t)}{F_K[c_x(t)]} \quad (6.12)$$

Dies gilt ebenso, wenn die Hüllkurve  $c_x(t)$  auf getrenntem Wege und praktisch ungestört zum Expander übertragen wurde.

Das Ausgangssignal  $x'(t)$  setzt sich also zusammen aus dem unveränderten Nutzsinal  $x(t)$  und aus einem veränderten Störsinal. Bezeichnet man dieses mit  $z'(t)$ , so erhält man aus (6.12):

$$z'(t) = z(t) \cdot \frac{c_x(t)}{F_K[c_x(t)]} \quad (6.13)$$

Aus (6.13) ist abzulesen, daß die Wirkung der Silbenkompanderung auf das Störsinal bestimmt wird durch eine Funktion der Hüllkurve des Eingangssinals und die Hüllkurve selbst. Die Beurteilung der Wirksamkeit eines Silbenkompanders ist demnach erst dann vollständig möglich, wenn Angaben über das Gesetz  $F_K$  und über die Methode zur Gewinnung der Hüllkurve  $c_x$  zur Verfügung stehen.

In einem ersten Schritt kann man aber näherungsweise annehmen, daß die Hüllkurve  $c_x(t)$  eines Nutzsinals  $x(t)$  gegenüber den Störsinalen  $z(t)$ , die als Realisationen eines stationären und als ergodisch angenommenen Prozesses angesehen werden sollen, während der 'Silbendauer' praktisch konstant ist. Dann erhält man aus (6.13) unmittelbar einen Ausdruck für das Verhältnis der

Varianz des Störsignals  $z(t)$  am Eingang des Expanders zu der Varianz des Störsignals  $z'(t)$  am Ausgang des Expanders :

$$\frac{\sigma_z^2}{\sigma_{z'}^2} = \left( \frac{F_K [c_x]}{c_x} \right)^2 \quad (6.14)$$

Hieraus kann man entsprechend (5.13) einen Ausdruck für den 'Gewinn eines Silbenkompananders für die Dauer einer Silbe' definieren :

$$G_{SK}(c_x(t)) = \frac{F_K [c_x(t)]}{c_x(t)} \quad (6.15)$$

Dieser Gewinn ist abhängig vom jeweiligen Wert der Hüllkurve  $c_x$  und - da diese sich von Silbe zu Silbe ändert - auch zeitabhängig.

Vergleicht man die Darstellung des Gewinns für den Silbenkompanander in (6.15) mit der entsprechenden Darstellung für den Momentanwertkompanander in (5.14), so ist festzustellen, daß der Gewinn  $G_{SK}$  des Silbenkompananders wegen der für ein Kompressorgesetz  $F_K$  geltenden Bedingung (5.6) nicht kleiner als eins werden kann. Dies ist ein grundsätzlicher Unterschied zwischen den beiden Kompanandierungsverfahren.

Die Kenntnis des Gewinns (6.15) ist noch nicht ausreichend zur vollständigen Beurteilung eines Silbenkompananders. Es ist außerdem noch erforderlich, die Verfahren zur Gewinnung der Hüllkurven der beteiligten Signale daraufhin zu untersuchen, ob tatsächlich am Ausgang des Expanders keine oder nur sehr geringe nichtlineare Verzerrungen auftreten. Ferner ist festzustellen, ob das am Ausgang des Silbenexpanders auftretende expandierte Störsignal  $z'(t)$  tatsächlich unterhalb der durch die Nachverdeckungskurven gegebenen Hörschwelle bleibt.

Der Untersuchung von Verfahren zur Gewinnung der Hüllkurven oder geeigneter hüllkurvenähnlicher Größen kommt somit besondere Bedeutung zu. Diese folgt in Kapitel 7.

## 6.5 Beispiele

In den folgenden Kapiteln werden einige Silbenkompaner beschrieben und die zur Beurteilung notwendigen Größen  $G_{SK}$  abgeleitet. Dabei sollen zunächst die Eigenschaften der Kompressorgesetze  $F_K$  betrachtet werden. Die aus den Signalen abzuleitenden Hüllkurven  $c_x(t)$  und  $c_y(t)$  sollen hier als gegeben und jeweils für die 'Silbendauer' als praktisch konstant angesehen werden. Die Eigenschaften der Verfahren zur Gewinnung dieser Größen werden später untersucht.

Für  $F_K$  in (6.7) läßt sich grundsätzlich jedes beliebige Kompressorgesetz einsetzen. Bei der Durchsicht der Veröffentlichungen über Silbenkompaner zeigt es sich jedoch, daß praktisch ausschließlich das Potenzgesetz (5.18) bzw. (5.25) angewendet wird. Der Grund dafür ist historisch bedingt, weil Silbenkompaner nach dem Potenzgesetz für bestimmte Werte des Exponenten  $\alpha$  sehr einfach realisiert werden können. Dies beruht darauf, daß bei einem Potenzgesetz der von der Hüllkurve  $c_x$  abhängige Quotient in (6.7) sehr einfach aus  $F_K[c_x]$  abgeleitet werden kann. Darüberhinaus verhalten sich Potenz-Silbenkompaner bei anderen als additiven Störungen zwischen Kompressor und Expander besonders vorteilhaft /43, 52/.

### 6.5.1 Silbenkompaner nach dem Potenzgesetz

Setzt man das Potenzgesetz  $F_K$  aus (5.18) mit  $0 < \alpha < 1$  in (6.7) ein, so erhält man die Beschreibung eines Potenz-Silbenkompressors:

$$y(t) = \frac{F_K[c_x]}{c_x} x(t) = \frac{c_x^\alpha}{c_x} x(t) = c_x^{\alpha-1} \cdot x(t) \quad (6.16)$$

Gleichung (6.16) zur Beschreibung eines Potenz-Silbenkompressors ist in Bild 27 in logarithmischer Form mit  $c_x$  und  $\alpha$  als Parameter dargestellt. Die Beschreibung des zugehörigen Expanders entsprechend Gleichung (6.11) lautet:

$$x'(t) = c_{x'}^{1-\alpha} \cdot y'(t) \quad (6.17)$$

Wenn die Hüllkurve  $c_y$  des komprimierten Signals zur Beschreibung benutzt werden soll, erhält man mit (6.8) anstelle von (6.16) für den Silbenkompressor :

$$y(t) = c_y^{\frac{\alpha-1}{\alpha}} \cdot x(t) \quad (6.18)$$

und anstelle von (6.17) für den Silbenexpander :

$$x'(t) = c_{y'}^{\frac{1-\alpha}{\alpha}} \cdot y'(t) \quad (6.19)$$

Den zur Beurteilung benötigten Ausdruck für den Gewinn  $G_{SK}$  erhält man aus (6.15) :

$$G_{SK} = c_x^{\alpha-1} \quad (6.20)$$

Aus der logarithmischen Darstellung von Gleichung (6.20) in Bild 28 mit  $\alpha$  als Parameter geht deutlich hervor, daß keine negativen Werte für  $20 \log (G_{SK})$  auftreten, solange die Hüllkurve  $c_x$  wie vorausgesetzt kleiner als eins bleibt.

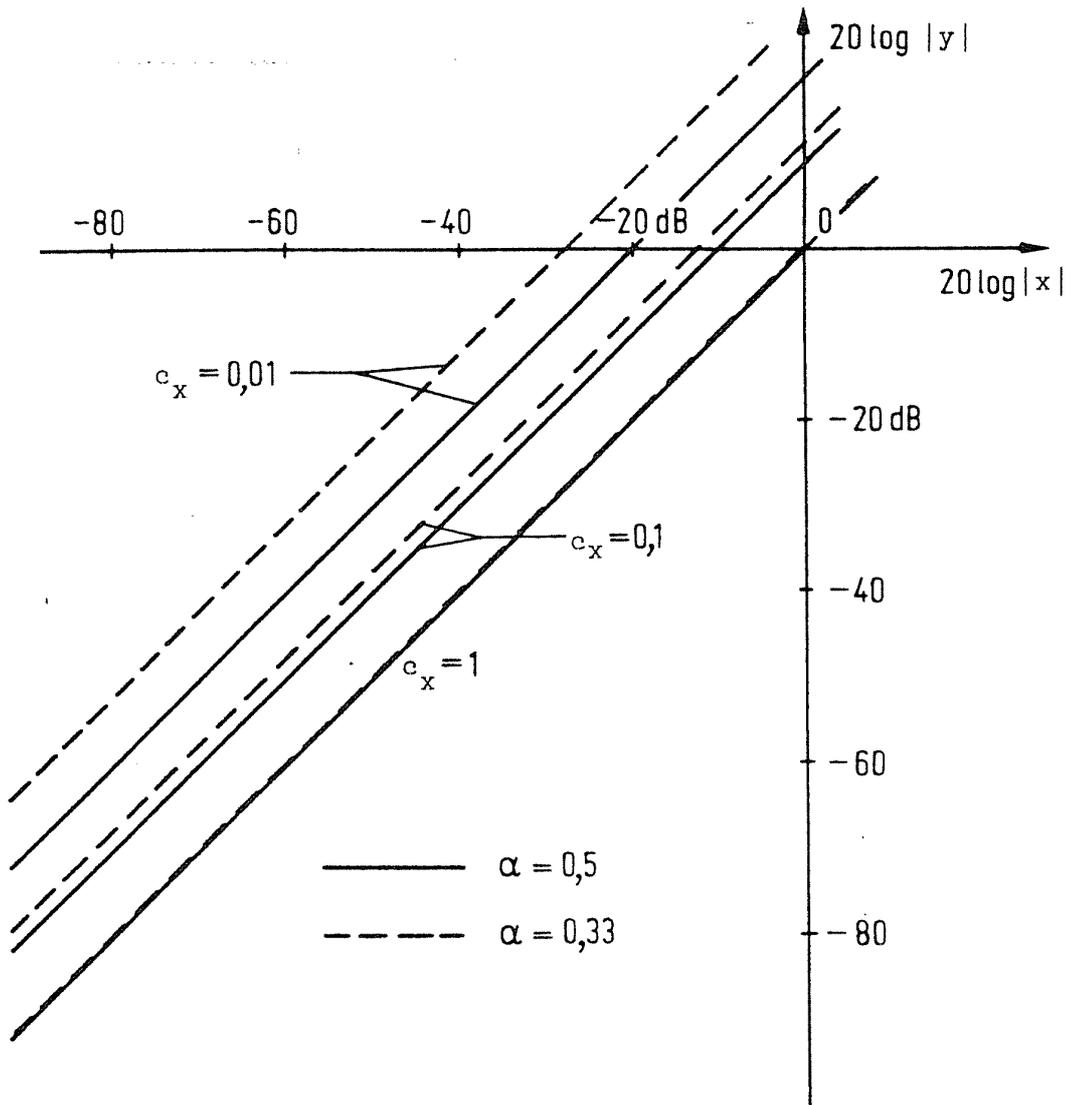


Bild 27  
Logarithmische Betragsdarstellung der Gleichung (6.17)  
mit  $c_x$  und  $\alpha$  als Parameter

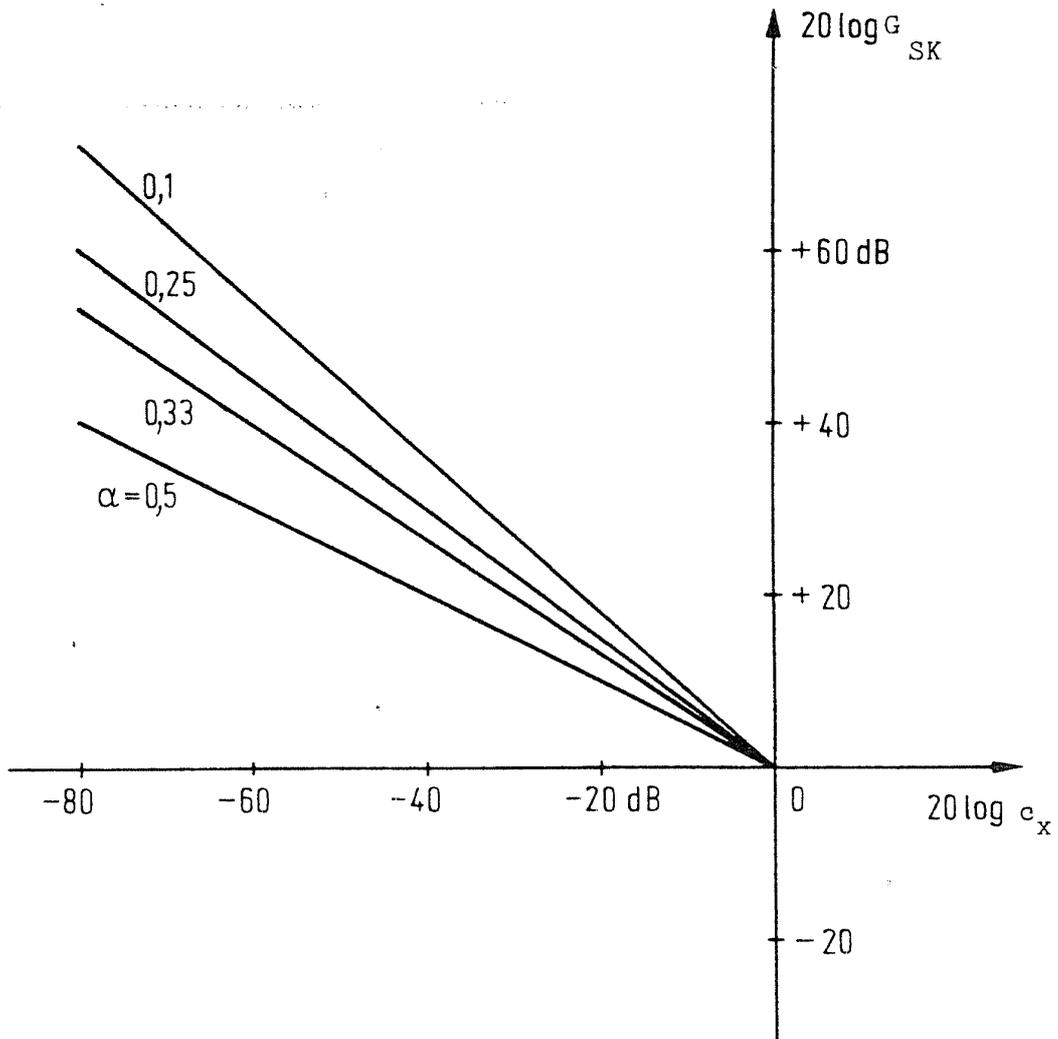


Bild 28

Logarithmische Darstellung des Gewinns  $G_{SK}$  entsprechend Gleichung (6.20) als Funktion von  $c_x$  für verschiedene Werte des Parameters  $\alpha$

Ein solcher Silbenkompaner nach dem Potenzgesetz läßt sich besonders einfach realisieren, wenn der Parameter des Potenzgesetzes mit  $\alpha = 0,5$  gewählt und wenn sowohl im Kompressor als auch im Expander jeweils die Steuerung mit Hilfe der aus dem komprimierten Signal  $y(t)$  bzw.  $y'(t)$  gewonnenen Hüllkurve  $c_y(t)$  bzw.  $c_{y'}(t)$  vorgenommen wird. Aus (6.18) und (6.19) wird dann:

$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) / c_y(t) && \text{(Kompressor)} \\ x'(t) &= y'(t) \cdot c_{y'}(t) && \text{(Expander)} \end{aligned} \tag{6.21}$$

Hieraus geht hervor, daß nach Bildung der Größe  $c_y(t)$  im Kompressor bzw. der Größe  $c_{y'}(t)$  im Expander das Eingangssignal von Kompressor oder Expander nur noch durch diese Größe dividiert bzw. mit ihr multipliziert werden muß. Solche Operationen sind sehr einfach durchzuführen, womit die Beliebtheit gerade dieses Verfahrens leicht zu erklären ist.

Da - wie noch zu zeigen sein wird - tatsächlich nur Näherungen der Hüllkurven verwendet werden können, müssen die möglichen Auswirkungen von  $c_x = 0$  bzw.  $c_y = 0$  in den Kompressorbeschreibungen (6.16) und (6.21) verhindert werden. Dies geschieht in der Regel durch Verwendung des begrenzten Potenzgesetzes (5.22) anstelle von (5.18). Dann erhält man z. B. anstelle von (6.18):

$$y(t) = \begin{cases} c_y^{\frac{\alpha-1}{\alpha}} x(t) & \text{für } \epsilon < c_y \\ \epsilon^{\frac{\alpha-1}{\alpha}} x(t) & \text{für } c_y \leq \epsilon \end{cases} \tag{6.22}$$

### 6.5.2 Silbenkomponder nach dem Potenzgesetz mit $\alpha = 0$

Bei Annahme einer nahezu konstanten Hüllkurve  $c_x$  und eines von dem Nutzsinal unabhängigen Störsignals  $z(t)$  war das Verhältnis der Störleistungen vor und nach dem Expander durch (6.14) gegeben. Daraus kann man einen Ausdruck für das Nutz/Störleistungsverhältnis am Ausgang des Potenz-Silbenexpanders ableiten :

$$\frac{\sigma_x^2}{\sigma_z^2} = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_z^2} c_x^{(\alpha-1)^2} \quad (6.23)$$

Den Gehöreigenschaften angepaßt wäre ein konstantes, d.h. vom Signal unabhängiges Nutz/Störleistungsverhältnis. Dies läßt sich in (6.23) erreichen, wenn man  $\alpha = 0$  wählt und die noch festzulegende Vorschrift zur Gewinnung der Hüllkurve so gestaltet, daß

$$\sigma_x^2 / c_x^2 = \text{const.} \quad (6.24)$$

gegeben ist.

Daß letzteres näherungsweise erreichbar ist, wird noch zu zeigen sein. Da für  $\alpha = 0$  aber keine Umkehrfunktion des Kompressorgesetzes (5.18) existiert, ist ein entsprechender Silbenkompressor nur mit (6.7) und der zugehörige Expander nur mit (6.11) darstellbar. Die Expandierung ist also nur mit Hilfe einer zusätzlich zu übertragenden Hilfsgröße realisierbar.

Das vorstehend beschriebene Kompondierungsverfahren wird in der analogen Übertragungstechnik relativ häufig verwendet, obwohl die günstige Eigenschaft des konstanten Nutz/Störleistungsverhältnisses durch den Aufwand für einen zusätzlichen Übertragungskanal erkauft werden muß.

Dies Verfahren wird häufig als 'Komponder mit unendlicher Kompression' und auch als 'Komponder mit Pilotton' bezeichnet, obwohl die bloße Verwendung eines (Pilot-) Zusatzkanals bei letzterer Bezeichnung nicht zwingend  $\alpha = 0$  verlangt.

Die Übertragung einer Hilfsgröße kann z. B. durch die Modulation eines Pilottones am Rande des nutzbaren Übertragungsfrequenzbereiches (z. B. /73/) oder mit Hilfe einer zusätzlichen Spur beim Tonfilm (z. B. /80/) erfolgen.

Bei dieser Form der Silbenkommandierung ist zu beachten, daß die Übertragung einer Hilfsgröße in der Regel nicht völlig störungsfrei erfolgt. Bei unterschiedlicher Bandbreite von Hilfskanal und Nutzkanal sind auch unterschiedliche Laufzeiten zu berücksichtigen /73/.

Der Gewinn  $G_{SK}$  des Potenz-Silbenkommanders mit  $\alpha = 0$  ist bereits in Bild 28 dargestellt.

### 6.5.3 Silbenkommander mit unstetigem oder nichtmonotonem Kommandierungsgesetz und Hilfsgröße

In Kapitel 5.3.3 wurde gezeigt, daß ein Momentanwertkommander unter bestimmten Bedingungen auch mit einem unstetigen Gesetz  $F_K$  realisiert werden kann. Es soll hier untersucht werden, ob dies auch für einen Silbenkommander gilt.

Aus (6.5) geht hervor, daß die Hüllkurven  $c_x(t)$  und  $c_y(t)$  beim Silbenkompressor durch das Kompressorgesetz  $F_K$  miteinander verknüpft sind. Wenn  $F_K$  als nichtstetig oder nichtmonoton angenommen wird, dann existiert keine Umkehrfunktion zu  $F_K$  und  $c_x(t)$  kann nicht eindeutig aus  $c_y(t)$  bestimmt werden.

Das heißt, daß zwar ein Kompressor realisiert werden kann, der  $x(t)$  in  $y(t)$  überführt, daß aber der Expander das Originalsignal  $x(t)$  nicht eindeutig aus dem komprimierten Signal  $y(t)$  allein rekonstruieren kann.

Das Problem ist in schon bekannter Weise lösbar, indem vom Kompressor zum Expander eine Hilfsgröße übertragen wird, die eine eindeutige Expansion gestattet.

Momentanwertkompannder mit unstetigem oder nichtmonotonem Gesetz waren sinnvoll nur durch die Wahl ganz spezieller Gesetze realisierbar, damit der Aufwand für den zusätzlichen Übertragungskanal klein gehalten werden konnte. Da die Hilfsgröße beim Silbenkompannder aber - wie noch zu zeigen sein wird - durch eine 'Glättungs'-Operation gewonnen wird und damit gegenüber dem Nutzsignal frequenzbandbeschränkt ist, sind hier die Anforderungen an einen zusätzlichen Übertragungskanal von vornherein gering. Deshalb ist für einen Silbenkompannder grundsätzlich ein nahezu beliebiges unstetiges oder nichtmonotones Gesetz geeignet.

Verwendet man darüberhinaus Gesetze, die (5.35) entsprechen, so kann man die Anforderungen an den zusätzlichen Übertragungskanal weiter reduzieren, weil nur eine sehr einfach darstellbare Größe übertragen werden muß.

Ein diesen Überlegungen entsprechendes Kompressorgesetz könnte lauten ( $S > 1$ ) :

$$F_K[c_x] = \begin{cases} S \cdot c_x & \text{für } 0 \leq c_x \leq 1/S \\ c_x & \text{für } 1/S < c_x \leq 1 \end{cases} \quad (6.25)$$

Der Aufwand für einen zusätzlichen Übertragungskanal kann hierbei so gering werden, daß man ihn praktisch vernachlässigen kann.

Silbenkompannder der vorstehend beschriebenen Art werden häufig in digitalen Übertragungssystemen eingesetzt, wobei Gesetze entsprechend (6.25) mit mehr als zwei Bereichen verwendet werden. Diese Verfahren werden als 'Near-Instantaneous-Compannder' bezeichnet /54/, obwohl damit zwar auf ein silbenkompanndierungsähnliches Verhalten, nicht aber auf die spezielle Wahl eines bestimmten Gesetzes hingewiesen wird.

#### 6. 5. 4 Verwandte Verfahren

Ein der Silbenkompanidierung verwandtes Verfahren ist das sogenannte 'Reinton-' oder 'Klartonverfahren' beim Lichttonfilm /21,63/. Obwohl es sich hierbei nicht tatsächlich um ein Kompanidierungsverfahren handelt, ist es durch die gewählte allgemeine Beschreibungsform erfaßbar.

Beim Licht-Filmton wird ein Teil der nutzbaren Filmbreite als 'Tonspur' verwendet. Die elektroakustische Information wird dabei als 'Sprossenschrift' oder als 'Zackenschrift' in eine Änderung der Filmtransparenz umgesetzt. In Bild 29 ist eine solche Tonspur mit einem anschwellenden Sinuston als Nutzsignal gezeichnet und eine für die Wiedergabe erforderliche Spaltblende angedeutet. Benutzt wurde dabei die sogenannte Transversalaufzeichnung oder 'Zackenschrift', bei der die Änderung der Gesamt-Transparenz durch Verschiebung einer Hell/Dunkel-Grenze über die Breite der Tonspur erreicht wird.

Die gesamte zur Verfügung stehende Breite der Tonspur in Bild 29 wird nur bei großen Signalen benutzt. Bei kleinen Signalen bleibt ein beträchtlicher Teil der Tonspurbreite transparent.

Das Reintonverfahren geht nun davon aus, daß der überwiegende Teil der bei dieser Art der Filmtonaufzeichnung auftretenden Störsignale durch Kratzer und Verunreinigungen insbesondere auf dem transparenten Teil der Tonspur verursacht wird.

Deckt man den vom Signal nicht benutzten Bereich der Tonspurbreite - wie in Bild 30 angedeutet - in der Tonfilmkamera während der Aufzeichnung durch eine gesteuerte Blende ('Klartonblende') ab, so wird dieser ebenfalls geschwärzt und Kratzer und Verunreinigungen in dem abgedeckten Bereich haben nicht mehr die Störwirkung, die sie in einem transparent gebliebenen Bereich hervorgeufen hätten. Das heißt, daß das bei der Wiedergabe eines solchen Tonfilms auftretende Störsignal vermindert wurde.

Grundsätzlich läßt sich dies Verfahren zur Verminderung von Störsignalen auch allein bei der Filmton-Wiedergabe verwenden. Der Einsatz nur bei der Aufzeichnung hatte jedoch für die Filmwirtschaft erhebliche ökonomische Vorteile.

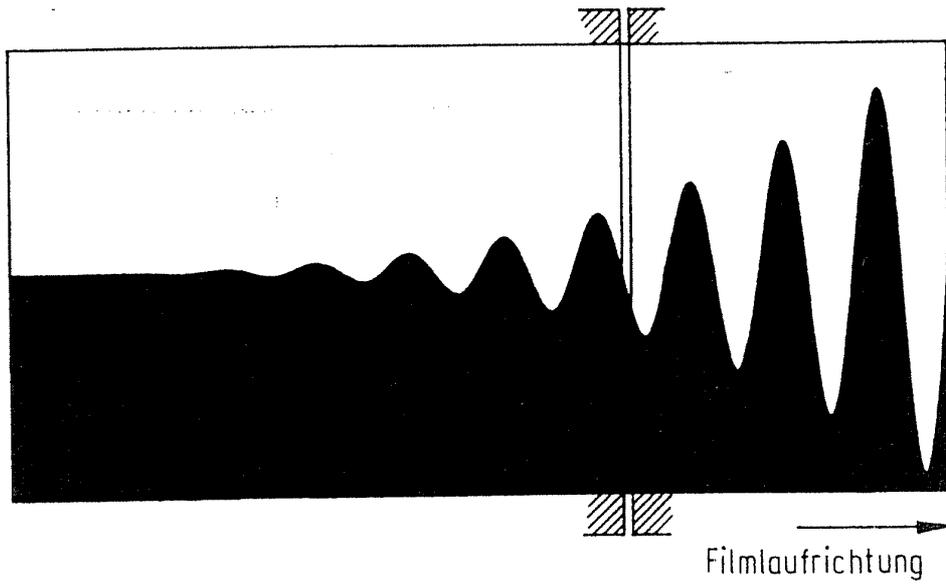


Bild 29

Transversale Lichttonaufzeichnung (Zackenschrift)

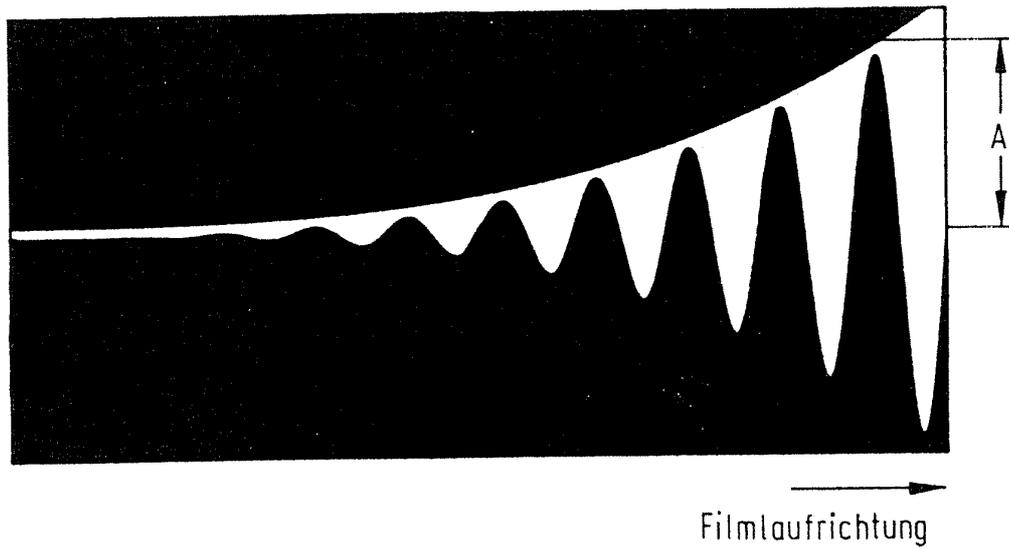


Bild 30

Transversale Lichttonaufzeichnung mit Klartonblende

Im Gegensatz zur Kommandierung, die komplementär vor und nach der Signalübertragung eingreift, wird beim Reintonverfahren eine Steigerung der Übertragungsgüte nämlich nur durch einen Eingriff vor der Übertragung bewirkt. Im Wiedergabegerät sind keine weiteren Vorkehrungen erforderlich. Eine Beschreibung der Wirkungsweise des Reintonverfahrens ist aber mit der für Silbenkommander gewählten Beschreibungsform möglich.

Der durch die Stellung der Klartonblende gegebene momentane Aussteuerungsbereich  $A$  ( $A \leq 1$ ) muß stets wenigstens geringfügig größer sein als das Nutzsignal  $x(t)$  (s. Bild 30) :

$$A \geq x \quad (6.26)$$

Bezeichnet man das Störsignal ohne bzw. mit völlig geöffneter Blende ( $A = 1$ ) mit  $z$  und das Störsignal mit Klartonblende mit  $z'$ , so erhält man aufgrund der obengenannten Tatsache, daß das Störsignal praktisch nur vom transparenten Teil der Tonspur ausgeht :

$$z' = A \cdot z \quad (6.27)$$

Eine wichtige Voraussetzung für eine gute Wirkung des Reintonverfahrens ist, daß die Klartonblende nur langsame Transparenzänderungen der Tonspur verglichen mit den schnellen Transparenzänderungen durch das Nutzsignal verursachen darf. Andernfalls würden lineare und nichtlineare Verzerrungen der Lichttonübertragung verursacht. Die Blendenöffnung muß auch stets so groß sein, daß das Nutzsignal nicht abgeschnitten wird. Daraus läßt sich folgern, daß die Öffnung der Klartonblende z. B. durch die Hüllkurve des Nutzsignals bestimmt werden kann :

$$A \geq c_x \quad (6.28)$$

Daraus folgt dann z. B. :

$$z/z' = 1/c_x \quad (6.29)$$

Vergleicht man dies mit den Ergebnissen der Untersuchung in Kapitel 6.5.2, so ist zu erkennen, daß das Reintonverfahren auf praktisch die gleichen Darstellungen führt, die auch für einen Potenz-Silbenkompander mit  $\alpha = 0$  gelten. Dabei werden weder eine Anordnung zur Expandierung noch ein Hilfskanal zur Übertragung einer Hilfsgröße benötigt. Dies erklärt den außerordentlich erfolgreichen Einsatz und die weite Verbreitung des Reintonverfahrens beim Film-Lichtton.

Das Reintonverfahren hat sich aus den Anfangstagen der Tonfilmtechnik praktisch bis heute erhalten /74/, obwohl Lichtton des öfteren auch mit Silbenkompandern kombiniert wurde /56,80/.

## 6.6 Folgerungen

Die Beschreibung von Silbenkompandern konnte als Momentanwertkompanderung der Signalhüllkurve dargestellt werden und damit auf die Beschreibung von Momentanwertkompandern durch Gesetze  $F_K$  zurückgeführt werden (6.5). Aus diesem Ansatz ließ sich ebenso wie beim Momentanwertkompander ein Ausdruck für den erzielbaren Gewinn  $G_{SK}$  eines Silbenkompanders ableiten (6.15).

Dabei zeigte sich, daß der mit Silbenkompandern ohne Zusatzkanal erreichbare Gewinn im Prinzip nicht kleiner als eins werden kann. Dies steht in deutlichem Gegensatz zum Verhalten des Gewinns eines Momentanwertkompanders.

Nachteilig ist, daß der Nutzen aus diesem Gewinn ggf. durch den Aufwand für einen zusätzlichen Übertragungskanal für eine Hilfsgröße vermindert wird. Der Aufwand für diesen zusätzlichen Kanal kann aber durch Wahl eines geeigneten Kompanierungsgesetzes niedrig gehalten werden.

Die grundsätzlichen Unterschiede zwischen Momentanwertkompander und Silbenkompander können anhand von grafischen Darstellungen erläutert werden.

In Bild 31 ist zunächst ein willkürlich gewähltes Kompressorgesetz  $y = F_K[x]$  dargestellt, das bei einem Momentanwertkompander die Beziehung zwischen den Signalen  $x$  und  $y$  angibt. Aus Gleichung (5.14) folgt, daß der vom Signalwert  $x_1$  abhängige Momentanwert-Gewinn  $G_m$  gleich ist der Steigung der Kurve des Kompressorgesetzes in dem zu  $x = x_1$  gehörenden Punkt. Für drei verschiedene Werte ist dies in Bild 31 durch die jeweiligen Tangenten dargestellt. Es ist unmittelbar zu sehen, daß es einen Bereich geben muß, in dem diese Steigung und damit der Gewinn  $G_m$  kleiner als eins ist.

In der Darstellung für einen Silbenkompander in Bild 32 ist zunächst das gleiche Kompressorgesetz  $F_K$  zur Beschreibung der Abhängigkeit (6.5) zwischen den Hüllkurven  $c_x$  und  $c_y$  dargestellt. Aus (6.7) folgt dann, daß die Beziehung zwischen den Eingangs- und Ausgangssignalen  $x$  und  $y$ , d. h. die 'Kennlinie' des Silbenkompressors, für einen festen Wert der Hüllkurve  $c_x = c_{x1}$  durch eine Gerade gegeben ist. Diese läuft durch den Nullpunkt und schneidet die Kurve des Kompressorgesetzes bei  $c_{y1} = F_K[c_{x1}]$ . Die Steigung der Geraden ist gleich dem Gewinn  $G_{SK}$  in (6.15).

Für drei verschiedene Werte von  $c_x$  ist in Bild 32 eine solche Gerade eingezeichnet. Auch hieraus ist unmittelbar zu sehen, daß der Gewinn  $G_{SK}$  eines Silbenkompanders nicht kleiner als eins werden kann.

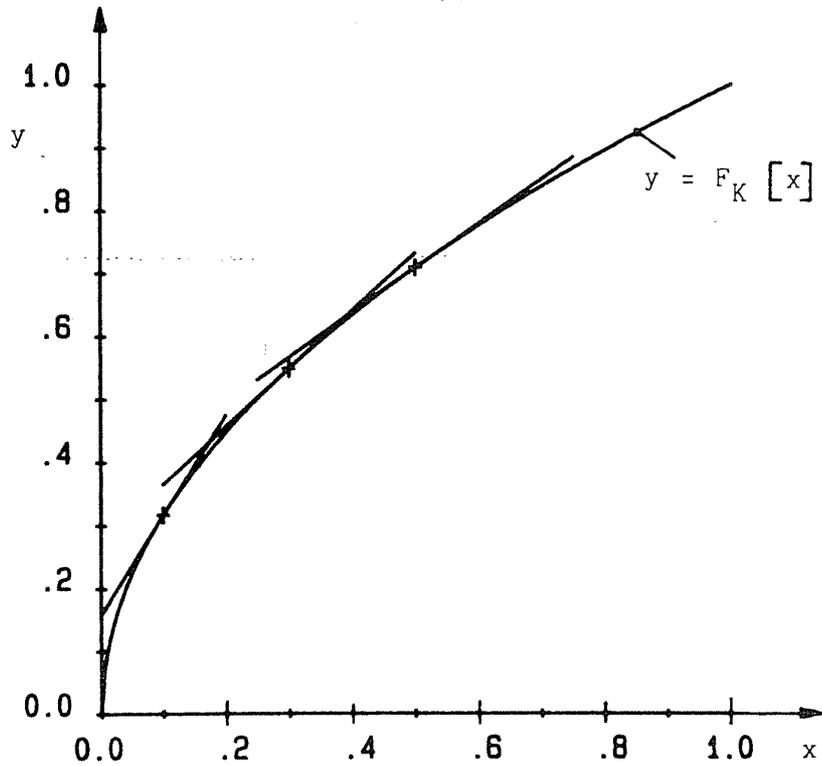


Bild 31 Momentanwertkompander: Darstellung eines Kompressorgesetzes  $F_K$  sowie des Momentanwertgewinns  $G_m$  als Steigung des Kompressorgesetzes

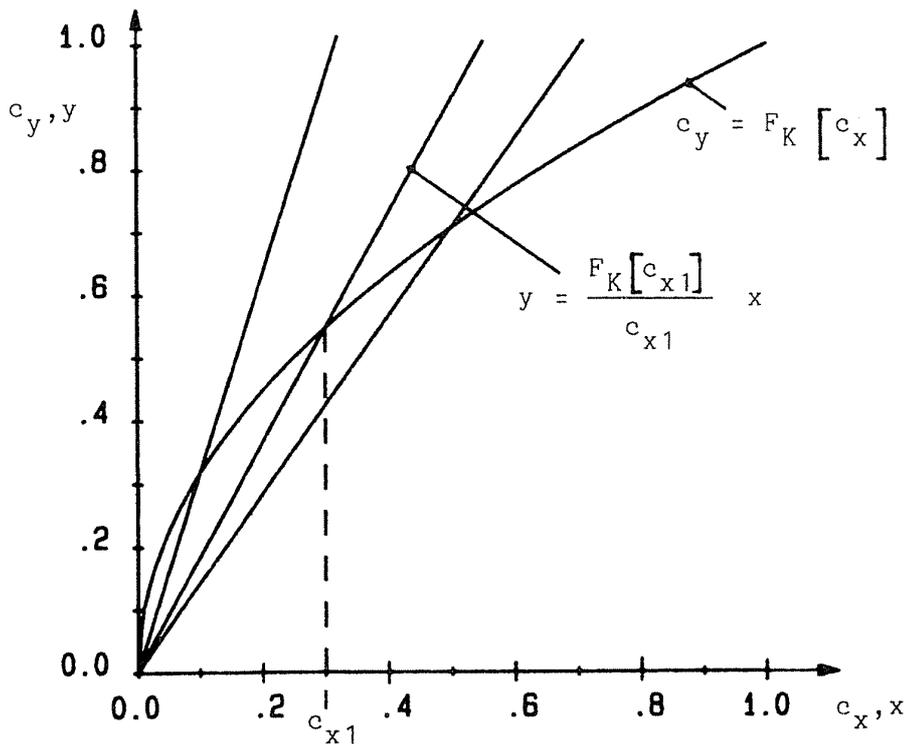


Bild 32 Silbenkompander: Darstellung eines Kompressorgesetzes zur Momentanwertkompanderung der Hüllkurve  $c_x$  nach (6.5) sowie von Kennlinien des Silbenkompressors bei festem Wert der Hüllkurve  $c_x = c_{x1}$

## 7. Gewinnung der Steuergröße des Silbenkommanders

### 7.1 Aufgabenstellung

Die Beschreibung eines Silbenkommanders wurde im vorigen Kapitel zurückgeführt auf eine Momentanwertkommandierung der 'Hüllkurve' des Nutzsignals. Aus dem allgemeinen Ansatz (6.1) für einen Silbenkompressor konnten so die Darstellungen (6.7) bzw. (6.8) für einen Silbenkompressor und (6.10) bzw. (6.11) für einen Silbenexpander abgeleitet werden. Voraussetzung dazu ist natürlich, daß überhaupt geeignete Mittel existieren, mit denen bei vertretbarem Aufwand die 'Hüllkurve' eines Nutzsignals aus diesem gewonnen und gezielt verändert werden kann. Dies kann aber im allgemeinen nicht gewährleistet werden.

Obwohl der Verlauf der tatsächlichen Hüllkurve  $c_x(t)$  aus einem mit (6.2) darstellbaren Signal technisch lediglich näherungsweise zu gewinnen ist, zeigt es sich aber, daß eine Silbenkommandierung mit Hilfe des Ansatzes (6.5) auch dann realisiert werden kann, wenn nur eine Näherung an die tatsächliche Hüllkurve zur Verfügung steht.

Eine solche annähernd die Hüllkurve beschreibende Größe soll hier allgemein als 'Steuergröße' des Silbenkommanders bezeichnet werden, wobei eine aus dem Eingangssignal  $x(t)$  als Näherung der Hüllkurve  $c_x(t)$  gewonnene Steuergröße mit  $\bar{x}(t)$  und eine aus dem komprimierten Signal  $y(t)$  als Näherung der Hüllkurve  $c_y(t)$  gewonnene Steuergröße mit  $\bar{y}(t)$  bezeichnet wird. Diese Schreibweise ist u. a. damit zu begründen, daß die Steuergrößen - wie noch zu zeigen sein wird - praktisch immer mit Hilfe von zeitlichen Mittelwerten aus den Nutzsignalen gewonnen werden.

Die Beschreibung eines Silbenkompressors unter Verwendung einer Steuergröße als Näherung der tatsächlichen Hüllkurve erhält man, indem man in Gleichung (6.7) bzw. (6.8) die tatsächlichen Hüllkurven  $c_x(t)$  bzw.  $c_y(t)$  durch die Näherungen  $\bar{x}(t)$  bzw.  $\bar{y}(t)$  ersetzt:

$$y(t) = \frac{F_K[\bar{x}(t)]}{\bar{x}(t)} \cdot x(t) \quad (7.1a)$$

$$y(t) = \frac{\bar{y}(t)}{F_{KU}[\bar{y}(t)]} \cdot x(t) \quad (7.1b)$$

Entsprechendes gilt für die Darstellung eines Silbenexpanders anhand der Gleichungen (6.10) bzw. (6.11).

Setzt man in den beiden Gleichungen (7.1a) und (7.1b) das Signal  $x(t)$  nach (6.2) ein, so kann man erkennen, daß sich die Hüllkurve  $c_y(t)$  des komprimierten Signals nicht mehr entsprechend (6.5) mit Hilfe des Kompressorgesetzes  $F_K$  aus der Hüllkurve des Eingangssignals ergibt. Stattdessen erhält man die folgenden beiden Beziehungen:

$$c_y(t) = \frac{F_K[\bar{x}(t)]}{\bar{x}(t)} \cdot c_x(t) \quad (7.2a)$$

$$c_y(t) = \frac{\bar{y}(t)}{F_{KU}[\bar{y}(t)]} \cdot c_x(t) \quad (7.2b)$$

Die beiden Ergebnisse für  $c_y(t)$  aus (7.2a) bzw. (7.2b) müssen keineswegs identisch sein, denn der Verlauf der jeweiligen Hüllkurven  $c_y(t)$  hängt nicht nur vom Kompressorgesetz  $F_K$  oder seiner Umkehrung  $F_{KU}$  ab, sondern auch von der Art der Gewinnung der Hüllkurven-Näherungen  $\bar{x}(t)$  und  $\bar{y}(t)$ .

Als Konsequenz aus der Verwendung der Hüllkurven-Näherungen ergibt sich also, daß die Beschreibung eines Silbenkompressors (7.1a) mit Hilfe einer Näherung  $\bar{x}(t)$  der Hüllkurve des Eingangssignals, sowie die Beschreibung (7.1b) mit Hilfe einer Näherung  $\bar{y}(t)$  der Hüllkurve des Ausgangssignals nicht ohne weiteres auf identische komprimierte Signale  $y(t)$  führen.

Für den praktischen Einsatz muß eine Gleichheit der komprimierten Signale  $y(t)$  in (7.1a) bzw. (7.1b) auch nicht gefordert werden. Wenn sowohl im Kompressor als auch im Expander jeweils nur die Steuergröße  $\bar{x}(t)$  bzw. nur  $\bar{y}(t)$  verwendet und dazu mit einem für Kompressor und Expander identischen Verfahren gewonnen wird, dann ist die rekonstruierende Wirkung des Expanders unabhängig von der Art der Gewinnung der Steuergröße gewährleistet.

Bei geeigneter Auslegung der Verfahren zur Gewinnung der Größen  $\bar{x}(t)$  und  $\bar{y}(t)$  läßt sich aber doch dieselbe Gleichwertigkeit der Beschreibungen in (7.1a) und (7.1b) erreichen, wie sie in (6.7) und (6.8) bei Verwendung der tatsächlichen Hüllkurven  $c_x(t)$  und  $c_y(t)$  gegeben ist. Die sich dabei ergebenden Konsequenzen für die Steuergrößenerzeugung sind in Kapitel 10.1 dargestellt.

In Kapitel 10.2 sind anhand einiger Beispiele die Unterschiede zwischen der tatsächlichen Hüllkurve  $c_x(t)$  bzw.  $c_y(t)$  und den mit Hilfe verschiedener Verfahren gewonnenen Steuergrößen  $\bar{x}(t)$  bzw.  $\bar{y}(t)$  dargestellt.

Die Tatsache, daß die Hüllkurven der beteiligten Signale nur näherungsweise bestimmt werden können, führt zu einer weiteren, zunächst nicht unmittelbar ersichtlichen Forderung:

Für ein mit (6.2) beschreibbares Signal gilt zu jedem Zeitpunkt  $t$ :

$$|x(t)| \leq c_x(t) \quad (7.3)$$

Zusätzlich folgt aus einer Beschränkung des Eingangssignals  $x(t)$  entsprechend (5.1) mit (6.2) eine entsprechende Beschränkung der Hüllkurve  $c_x(t)$ . Für jedes Kompressorgesetz  $F_K$ , das die notwendigen Voraussetzungen erfüllt, ist dann auch die Ausgangsgröße  $y(t)$  des Kompressors in (6.7) bzw. (6.8) entsprechend beschränkt und (5.2) erfüllt.

Wird aber anstelle der Hüllkurve  $c_x(t)$  deren Näherung  $\bar{x}(t)$  als Steuergröße verwendet, so kann es vorkommen, daß ein momentaner Signalwert  $x(t)$  den Wert  $\bar{x}(t)$  der Hüllkurven-Näherung überschreitet. Dann ist eine Beschränkung des komprimierten Signals  $y(t)$  nicht mehr gewährleistet.

Damit aber das komprimierte Signal  $y(t)$  in (7.1) nicht den zulässigen Wertebereich (5.2) überschreitet, muß z.B. bei Verwendung der Steuergröße  $\bar{x}(t)$  folgende Bedingung erfüllt werden :

$$\left| \frac{F_K [\bar{x}(t)]}{\bar{x}(t)} x(t) \right| \leq 1 \quad (7.4)$$

Eine Verletzung dieser Bedingung führt zu Übersteuerungen im Übertragungskanal, die die gesamte Übertragung empfindlich stören können. Allerdings sind aus (7.4) nicht unmittelbar Vorschriften ableitbar, die bei der Gewinnung von  $\bar{x}(t)$  einzuhalten wären. Eine hinreichende, aber nicht notwendige Bedingung läßt sich eher aus (7.3) ableiten:

$$\bar{x}(t) \geq c_x(t) \quad ; \quad \bar{y}(t) \geq c_y(t) \quad (7.5)$$

Eine Übersteuerung des Übertragungskanals kann demnach dann sicher verhindert werden, wenn die Hüllkurven-Näherung mindestens den Wert der tatsächlichen Hüllkurve annimmt. Da davon ausgegangen werden kann, daß die Gewinnung von Hüllkurven-Näherungen mit einer gewissen 'Trägheit' erfolgt, wird (7.5) insbesondere bei Einschwingvorgängen nicht immer einzuhalten sein.

Die Wahl eines bestimmten Verfahrens zur Gewinnung einer Steuergröße hat neben der Wahl eines Kompressorgesetzes  $F_K$  entscheidenden Einfluß auf die Eigenschaften der Silbenkommandierung. Es ist jeweils zu untersuchen,

- ob und in welchem Maße bei Einschwingvorgängen durch Verletzung von (7.4) Übersteuerungen auftreten,
- ob keine oder praktisch keine nichtlinearen Verzerrungen auftreten,
- ob das im Übertragungskanal hinzugefügte Störgeräusch im Expander stets so verändert wird, daß es vom Nutzsignal verdeckt werden kann.

In den folgenden Abschnitten werden verschiedene Verfahren zur Erzeugung von Steuergrößen untersucht. Dabei werden auf der Basis der vorgenannten Kriterien Bemessungsvorschriften abgeleitet und untersucht, wie sich eine Erfüllung bzw. Nichterfüllung auswirkt. Da praktisch ausschließlich Silbenkommander nach dem Potenzgesetz eine Bedeutung erlangt haben, soll die Untersuchung auf diese beschränkt werden. Die Untersuchungsmethoden lassen sich aber auch auf Silbenkommander anwenden, die andere Kommandierungsgesetze verwenden.

## 7.2 Gewinnung einer Hüllkurven-Näherung

Wendet man auf ein Signal entsprechend (6.2) die nichtlineare Operation  $|x(t)|^{\nu}$  an, so ist das Ergebnis als unendliche Reihe mit den Koeffizienten  $C(\nu, m)$  darstellbar /14, S. 283/ <sup>2)</sup>:

$$\begin{aligned}
 |x(t)|^{\nu} &= \sum_{m=0(2)}^{\infty} C(\nu, m) c_x(t) \cos(m \varphi_x(t)) \\
 &= C(\nu, 0) c_x^{\nu}(t) + C(\nu, 2) c_x^{\nu}(t) \cos(2 \varphi_x(t)) \\
 &\quad + C(\nu, 4) c_x^{\nu}(t) \cos(4 \varphi_x(t)) + \dots
 \end{aligned}$$

(  $\nu > 0$  ) (7.6)

mit /17,, S. 287/ <sup>3)</sup>:

$$C(\nu, 0) = \frac{\Gamma(\nu + 1)}{2^{\nu} \cdot \Gamma^2(1 + \nu/2)}$$

Wenn es gelingt, aus (7.6) das Reihenglied für  $m = 0$ , nämlich  $C(\nu, 0) c_x^{\nu}(t)$ , mit Hilfe eines (idealen) Tiefpasses zu isolieren, dann ist damit die  $\nu$ -te Potenz der Hüllkurve  $c_x(t)$  bis auf den konstanten Faktor  $C(\nu, 0)$  wiedergewonnen.

2) Zur Vereinfachung wurde - abweichend von der Darstellung in /14/ - der zusätzliche Faktor 2 in die Darstellung der Koeffizienten in  $C(\nu, 0)$  eingefügt.

3)  $\Gamma(x)$  ist die Gammafunktion /17/.

Insbesondere erhält man für  $\nu = 1$  und  $\nu = 2$

$$\left. |x(t)| \right|_{\substack{m=0 \\ \nu=1}} = \frac{2}{\pi} c_x(t) \quad (7.7)$$

$$\left. |x(t)|^2 \right|_{\substack{m=0 \\ \nu=2}} = \frac{1}{2} c_x^2(t)$$

die bekannten Ausdrücke für den linearen und den quadratischen 'Gleichrichtwert'.

Mit Hilfe der nichtlinearen Operation  $|x(t)|^\nu$  und einer nachfolgenden Tiefpaßfilterung ist die Hüllkurve  $c_x(t)$  aber nur dann exakt aus dem Signal  $x(t)$  entsprechend Gleichung (6.2) zu gewinnen, wenn ein idealer Tiefpaß angenommen werden darf und wenn sich die Fourier-Spektren der Reihenglieder mit  $m > 0$  in (7.6) nicht mit dem Fourier-Spektrum des Reihengliedes mit  $m = 0$  überlappen. Da tatsächlich nur ein nichtidealer Tiefpaß realisiert werden kann, enthält die schließlich gewonnene Näherung an die Hüllkurve stets noch Anteile der Reihenglieder mit  $m > 0$ . Das gilt auch bei nichtüberlappenden Spektren.

Faltet man Gleichung (7.6) mit der Impulsantwort  $h(t)$  und dividiert danach durch den konstanten Faktor  $C(\nu, 0)$  des ersten Reihengliedes in (7.6), so erhält man:

$$\begin{aligned} \frac{1}{C(\nu, 0)} \int_{-\infty}^t |x(\tau)|^\nu h(t-\tau) d\tau &= \int_{-\infty}^t c_x^\nu(\tau) h(t-\tau) d\tau \\ &+ \frac{C(\nu, 2)}{C(\nu, 0)} \int_{-\infty}^t c_x^\nu(\tau) \cos(2\varphi_x(\tau)) h(t-\tau) d\tau + \dots \quad (7.8) \end{aligned}$$

Am Ausgang des nichtidealen Tiefpasses erhält man so nach Skalierung mit  $C(\nu, 0)$  die  $\nu$ -te Potenz einer Näherung der Hüllkurve  $c_x(t)$ . Die  $\nu$ -te Wurzel aus diesem Ergebnis ist die gesuchte Steuergröße  $\bar{x}(t)$ .

Aus (7.7) geht hervor, daß sich  $\bar{x}(t)$  aus zwei Anteilen zusammensetzt:

Der erste Anteil besteht aus der  $\nu$ -ten Potenz der tatsächlichen Hüllkurve  $c_x(t)$ , allerdings gefaltet mit der Impulsantwort  $h(t)$  des Tiefpasses. Dies ist das eigentlich gewünschte Ergebnis, wobei die Veränderungen infolge der Faltung mit  $h(t)$  in Kauf genommen werden müssen.

Der zweite Anteil besteht aus der Summe der Faltungen der weiteren ( $m > 0$ ) Reihenglieder aus (7.4) mit  $h(t)$ . Dieser zusätzliche Anteil ist unerwünscht und führt - wie noch zu zeigen sein wird - zu nichtlinearen Verzerrungen.

Wenn es gelingt, diesen zusätzlichen Anteil durch Wahl eines geeigneten Tiefpasses oder evtl. besonderer Werte von  $\nu$  ausreichend klein zu halten, dann liefert die beschriebene Vorgehensweise tatsächlich eine für die Silbenkommandierung verwendbare Näherung der Hüllkurve  $c_x(t)$ .

$$\bar{x}_\nu(t) = \sqrt[\nu]{\frac{1}{C(\nu, 0)} \int_{-\infty}^t |x(\tau)|^\nu h(t-\tau) d\tau} \approx c_x(t) \quad (7.9)$$

Zur Gewinnung einer Näherung der Hüllkurve mit Hilfe von (7.8) sind grundsätzlich beliebige Werte  $\nu > 0$  einsetzbar. In der Praxis werden jedoch fast ausschließlich die Werte  $\nu = 1$  und  $\nu = 2$  verwendet. Wie aber noch zu zeigen sein wird, können mit höheren Werten von  $\nu$  unter Umständen vorteilhafte Eigenschaften erzielt werden.

Da die Impulsantwort  $h(t)$  eines Tiefpasses nur über eine beschränkte Zeitdauer nennenswert von Null verschieden ist, erhält man mit (7.8) 'Kurzzeitmittelwerte' einer Funktion des Signals  $x(t)$ .

Für  $\gamma = 1$  erhält man so eine dem 'Betragsmittelwert' proportionale Steuergröße :

$$\bar{x}_b(t) = \frac{\pi}{2} \int_{-\infty}^t |x(\tau)| h(t-\tau) d\tau \quad (7.10a)$$

und entsprechend für  $\gamma = 2$  eine dem 'quadratischen Mittelwert' proportionale Steuergröße:

$$\bar{x}_q(t) = \sqrt{2 \int_{-\infty}^t (x(\tau))^2 h(t-\tau) d\tau} \quad (7.10b)$$

Für mit (6.2) darstellbare Signale stellen diese Kurzzeitmittelwerte Näherungen an die Hüllkurve dar und sind daher entsprechend den vorangegangenen Überlegungen als Steuergrößen für die Silbenkomprimierung verwendbar.

Dies gilt auch, wenn die Nutzsingnale  $x(t)$  als Musterfunktionen allgemeiner stochastischer Prozesse beschrieben werden.

Bildet man nämlich mit (7.10a) bzw. (7.10b) Kurzzeitmittelwerte von Musterfunktionen zentrierter, stationärer und als ergodisch anzunehmender Prozesse, so erhält man bis auf die konstanten Faktoren vor den Integralen zwar mit  $t$  schwankende aber konsistente Schätzwerte für den Betragsmittelwert bzw. die Quadratwurzel der Varianz des Prozesses. Voraussetzung ist lediglich, daß die Integrationsdauer, d. h. die Zeit, in der  $h(t)$  nennenswert von Null verschieden ist, länger ist als die 'Korrelationsdauer' des Prozesses /6/.

Die Ergebnisse aus (7.8) bis (7.10) können daher auch bei stochastischen Prozessen als Näherung an eine der 'Hüllkurve' proportionale Größe betrachtet und als Steuergröße für die Silbenkompandierung verwendet werden.

Modelliert man darüberhinaus nichtstationäre Prozesse durch Aneinanderreihung von Abschnitten stationärer Prozesse oder durch Multiplikation eines stationären Prozesses mit einer frequenzbandbeschränkten, nichtnegativen Größe (lokal stationärer Prozeß /29/), so läßt sich das Verhalten der Vorschriften (7.9) bzw. (7.10) gegenüber nichtstationären Prozessen anhand der Reaktion auf determinierte Übergangsvorgänge untersuchen.

### 7.3 Steuergrößenerzeugung mit Tiefpaß 1. Grades

Die wohl verbreitetste und einfachste Form der Steuergrößenerzeugung durch Kurzzeitmittelwerte entsprechend (7.9) bzw. (7.10) ergibt sich, wenn ein Tiefpaß 1. Grades mit der Zeitkonstanten  $T_1 = R \cdot C$  verwendet wird.

Mit (7.9) erhält man dann aus dem Betragsmittelwert des Signals  $x(t)$  eine Näherung für dessen Hüllkurve:

$$\bar{x}_{bTP}(t) = \frac{\pi}{2T_1} \int_{-\infty}^t |x(\tau)| e^{-(t-\tau)/T_1} d\tau \quad (7.11)$$

und mit (7.10) aus dem quadratischen Mittelwert :

$$\bar{x}_{qTP}(t) = \sqrt{\frac{2}{T_1} \int_{-\infty}^t (x(\tau))^2 e^{-(t-\tau)/T_1} d\tau} \quad (7.12)$$

Diese Art der Steuergrößenerzeugung eignet sich sehr gut für Übertragungssysteme mit analoger Signalverarbeitung und sie wird deshalb praktisch ausschließlich eingesetzt, wenn Kurzzeitmittelwerte zu bilden sind.

Die der Steuergrößenerzeugung nach (7.11) und (7.12) entsprechenden Prinzipschaltungen sind in Bild 33 als Blockschaltbilder dargestellt.

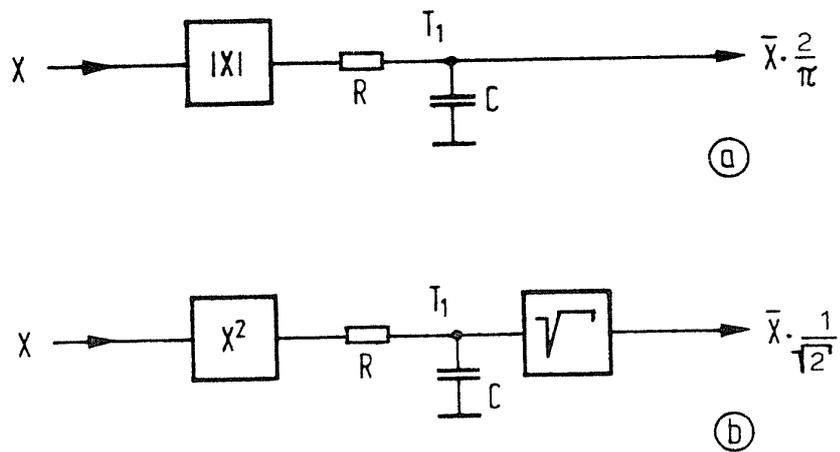


Bild 33

Darstellung der Gewinnung einer Steuergröße  $\bar{x}(t)$  aus einem Signal  $x(t)$  mit Hilfe einer nichtlinearen Operation und eines Tiefpasses 1. Grades

a : Bildung des Betragsmittelwerts nach Gl. (7.11)

b : Bildung der Quadratwurzel des quadratischen Mittelwerts nach Gl. (7.12)

### 7.3.1 Einschwingvorgang

Bei einem Silbenkompressor ist der zulässige Wertebereich des Eingangssignals  $x$  in Abhängigkeit von der Steuergröße  $\bar{x}$  entsprechend (7.3) eingeschränkt. Eine Überschreitung dieses Bereichs führt zu einer Überschreitung des zulässigen Bereichs für das komprimierte Signal und damit zu Übersteuerungen des Übertragungskanals. Für einen Kompressor nach dem Potenzgesetz erhält man die einschränkende Bedingung mit (6.16) zu:

$$|x(t)| \leq \bar{x}(t)^{(1-\alpha)} \quad (7.13)$$

Da  $\bar{x}(t)$  durch zeitliche Mittelung aus  $x(t)$  gewonnen wird, ist damit zu rechnen, daß ein plötzlicher Anstieg des Signals  $x(t)$  nicht unmittelbar zu einem Anstieg von  $\bar{x}(t)$  führt und damit durch Verletzung von (7.13) eine Übersteuerung des Übertragungskanals durch das komprimierte Signal hervorruft.

Da natürliche Schallereignisse stets /37,66,67/ und denkbare synthetische Ereignisse infolge einer Frequenzbandbeschränkung ebenfalls zu Signalen mit endlicher Anstiegsgeschwindigkeit führen, ist es zweckmäßig, zur Untersuchung ein Signal mit einer begrenzten Anstiegsgeschwindigkeit der Hüllkurve  $c_x(t)$  zu verwenden. Zur Beschreibung eines innerhalb einer Zeit  $T_0$  stark ansteigenden Signals kann z. B. folgender Verlauf der Hüllkurve angesetzt werden :

$$c_x(t) = \begin{cases} 0 & \text{für } t < 0 \\ t/T_0 & \text{für } 0 \leq t \leq T_0 \\ 1 & \text{für } t > T_0 \end{cases} \quad (7.14)$$

Wenn man zusätzlich voraussetzt, daß die aus den weiteren Reihengliedern für  $m > 0$  in (7.4) entstehenden Anteile in den Ergebnissen nach (7.11) bzw. (7.12) vernachlässigbar sind, dann kann man den Verlauf von  $\bar{x}_{bTP}$  bzw.  $\bar{x}_{qTP}$  durch Einsetzen von  $c_x(t)$  nach (7.14) anstelle von  $x(t)$  in (7.11) bzw. (7.12) erhalten.

In der Praxis bedeutet dies, daß man als Testsignal z.B. eine Sinusschwingung mit  $f_0 = 10$  kHz verwendet, deren Amplitude entsprechend (7.14) moduliert ist.

Für verschiedene Werte der Zeitkonstanten  $T_1$  wurden auf diese Weise  $\bar{x}_{bTP}$  bzw.  $\bar{x}_{qTP}$  berechnet und in Bild 34 und Bild 36 dargestellt. Damit wurden die jeweiligen Verläufe der Hüllkurve  $c_y(t)$  des Ausgangssignals des Kompressors berechnet und in Bild 35 und Bild 37 dargestellt, wobei ein Potenzgesetz mit  $\alpha = 0,5$  angesetzt wurde.

Diesen Bildern ist zu entnehmen, daß es bei dem vorausgesetzten Signal in jedem Fall zu einem 'Überschwingen' des komprimierten Signals und damit zu Übersteuerungen des Übertragungskanals kommt. Dauer und Höhe des Überschwingens sind dabei abhängig vom Verhältnis der Tiefpaß-Zeitkonstanten  $T_1$  zur Anstiegszeit  $T_0$  der Hüllkurve des Signals.

Es ist ferner zu erkennen, daß das Überschwingen bei Verwendung des quadratischen Mittelwerts nach (7.12) deutlich geringer ist als bei Verwendung des Betragsmittelwerts nach (7.11). Dieses Verhalten wirft die Frage auf, ob das Überschwingen bei Verwendung einer höheren Potenz als  $\nu = 2$  bei der Bildung der Steuergröße  $\bar{x}$  etwa noch günstiger wird. Um Unterschiede deutlicher darstellen zu können, wurden die maximalen Werte der Hüllkurve  $c_y(t)$  des komprimierten Signals  $y(t)$  im Zeitpunkt  $t = T_0$  für einen Potenz-Silbenkompaner mit  $\alpha = 0,5$  und für einen größeren Bereich des Zeitkonstantenverhältnisses  $T_1/T_0$  berechnet und in Bild 38 dargestellt. Zusätzlich wurden die entsprechenden Berechnungen mit  $\nu = 3$  und  $\nu = 4$  ausgeführt und der Wert des maximalen Überschwingens ebenfalls in Bild 38 dargestellt.

Es zeigt sich, daß das Einschwingverhalten für größere Werte des Exponenten tatsächlich noch günstiger wird. Allerdings ist der Unterschied nicht mehr so groß wie zwischen den Kurven für  $\nu = 1$  und  $\nu = 2$ . Es ist daher zu überlegen, ob das nur noch wenig günstigere Verhalten den doch erheblich höheren Realisierungsaufwand für  $\nu = 3$  oder  $\nu = 4$  rechtfertigt.

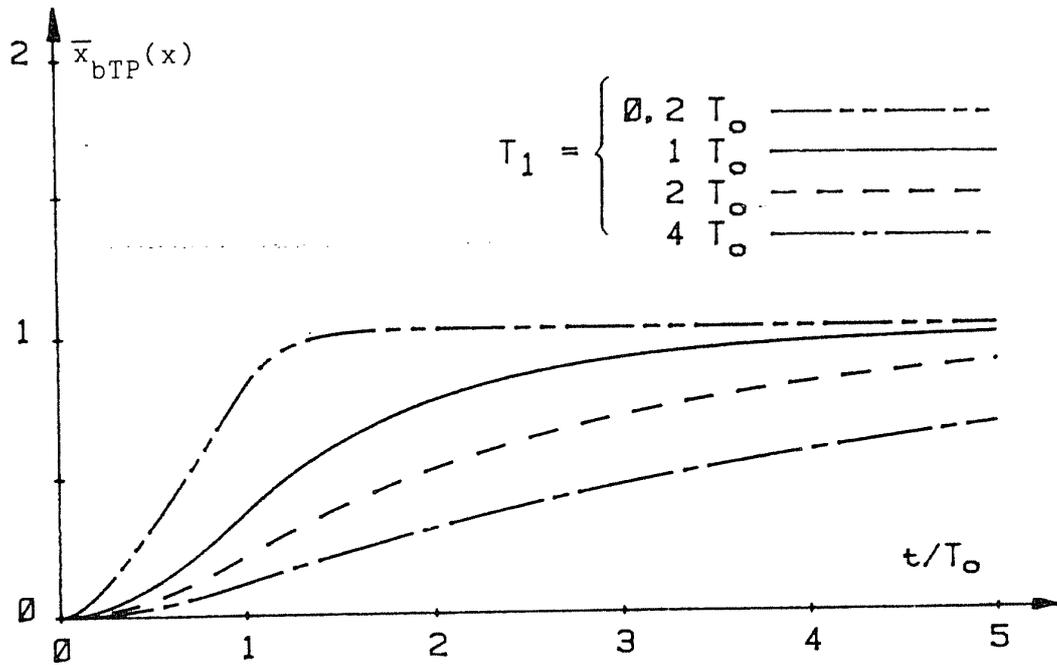


Bild 34  $\bar{x}_{bTP}$  nach (7.11) bei einem Signal mit einer Hüllkurve  $c_x(t)$  nach (7.14)

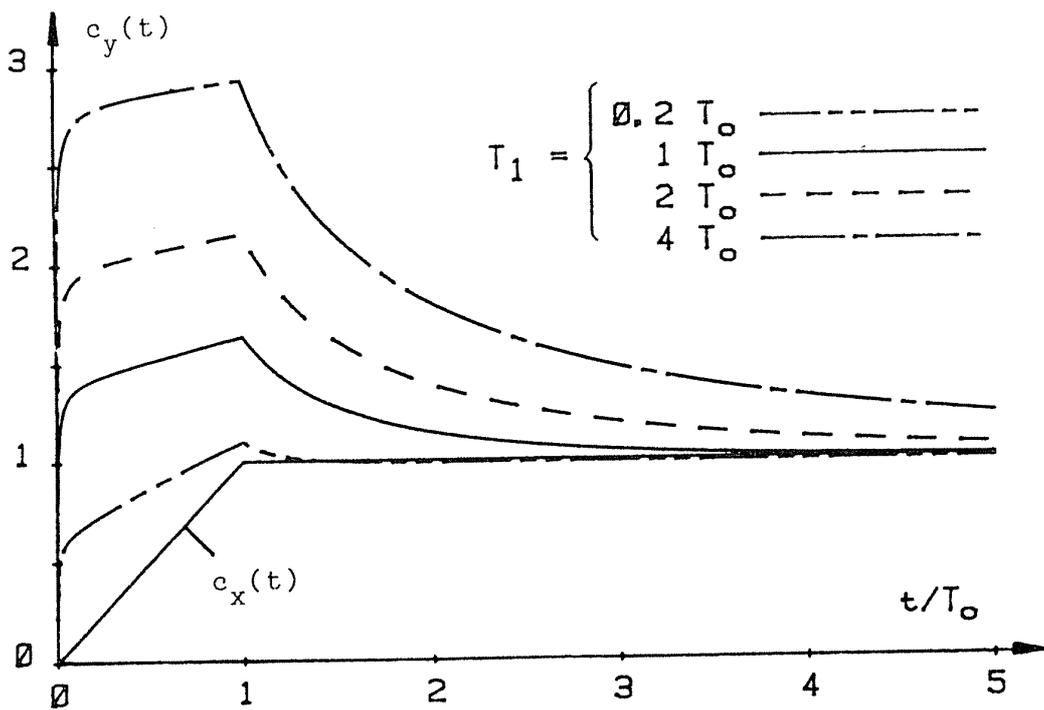


Bild 35 Hüllkurve  $c_y(t)$  des Kompressor Ausgangssignals bei einer Steuergröße nach Bild 34 mit  $\alpha = 0,5$

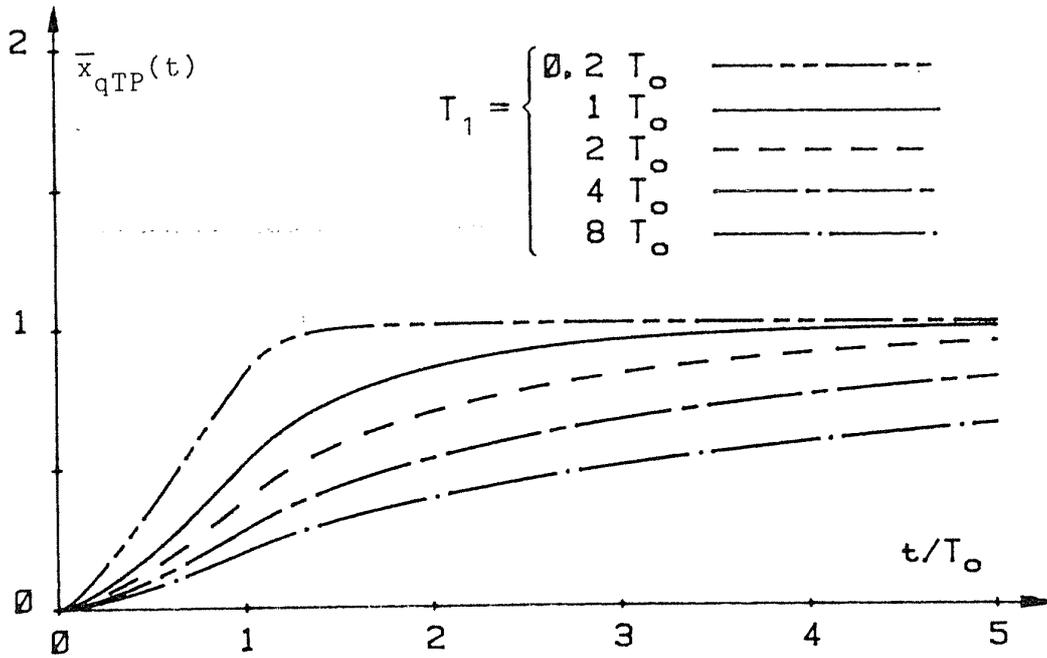


Bild 36  $\bar{x}_{qTP}(t)$  nach (7.12) bei einem Signal mit einer Hüllkurve  $c_x(t)$  nach (7.14)

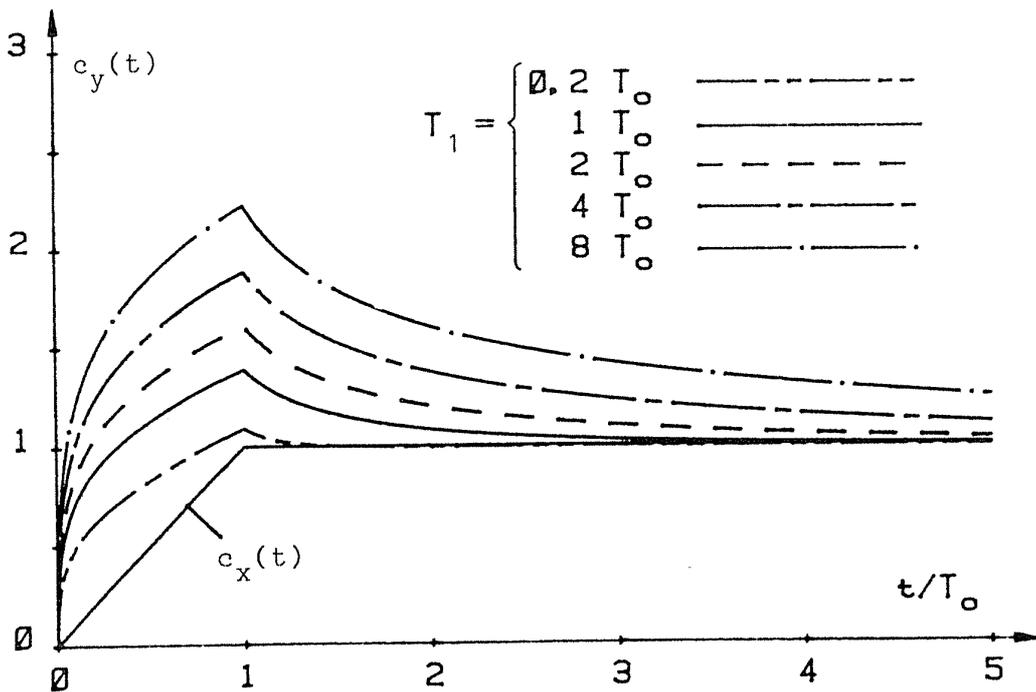


Bild 37 Hüllkurve  $c_y(t)$  des Kompressor Ausgangssignals bei einer Steuergröße nach Bild 36 mit  $\alpha = 0,5$

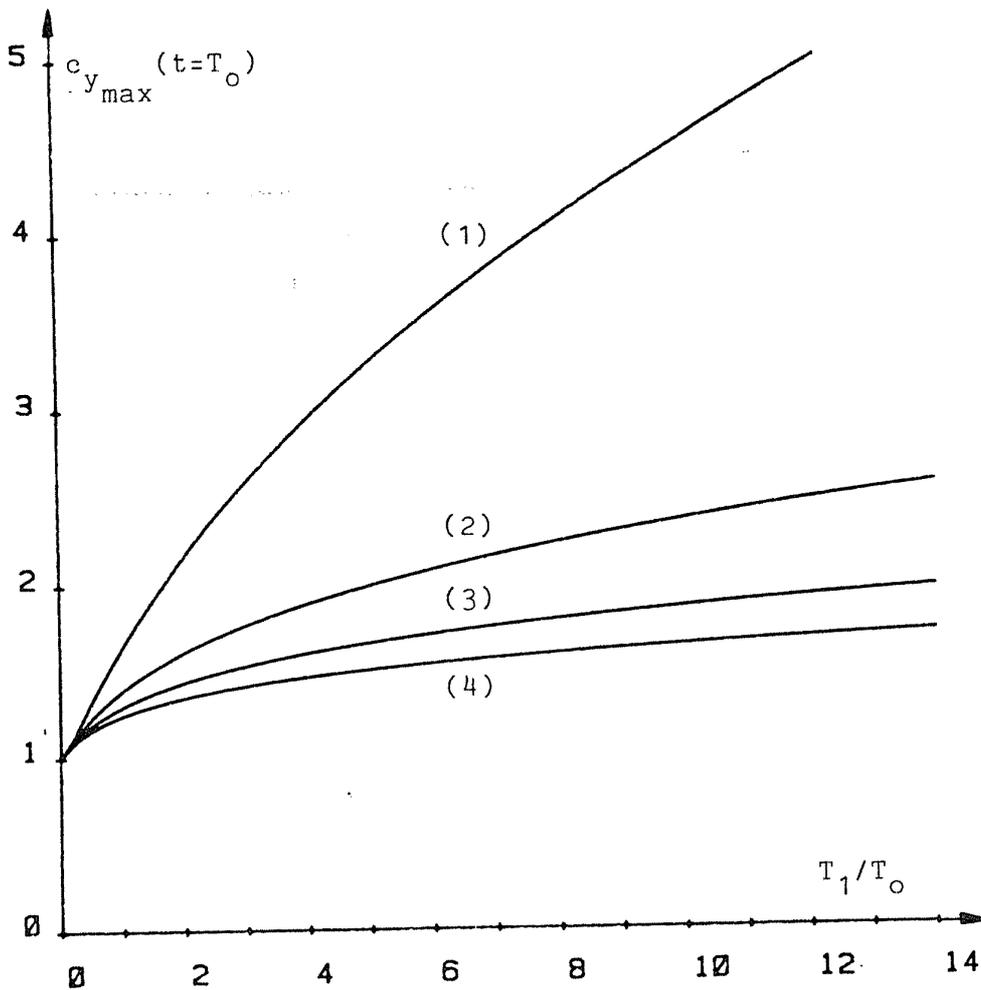


Bild 38

Maximaler Wert des Überschwingens der Hüllkurve  $c_y(t)$  des Signals am Ausgang eines Kompressors mit  $\alpha = 0,5$  bei einem Signal mit einer Hüllkurve  $c_x(t)$  nach (7.14) in Abhängigkeit vom Verhältnis der Zeitkonstanten  $T_1$  des Tiefpasses zur Anstiegszeit  $T_0$  der Hüllkurve des Signals, wenn die Steuergröße  $\bar{x}$

- (1) als Betragsmittelwert  $\bar{x}_b$  nach (7.11),
- (2) als quadratischer Mittelwert  $\bar{x}_q$  nach (7.12),
- (3) als Mittelwert der dritten ( $\nu = 3$ ) und
- (4) als Mittelwert der vierten ( $\nu = 4$ ) Potenz gebildet wird.

In Kapitel 6.3 wurde mit (6.8) und (6.10) gezeigt, daß die Silbenkompan-  
dierung auch mit Hilfe einer aus dem komprimierten  
Signal  $y(t)$  gewonnenen Steuergröße beschrieben werden kann. Ver-  
wendet man zu deren Gewinnung ebenfalls einen Kurzzeitmittelwert  
mit Tiefpaß 1. Grades und der Zeitkonstanten  $T_1$ , so erhält man  
entsprechend zu (7.11) und (7.12) :

$$\bar{y}_{bTP}(t) = \frac{\pi}{2T_1} \int_{-\infty}^t |y(\tau)| e^{-(t-\tau)/T_1} d\tau \quad (7.15)$$

$$\bar{y}_{qTP}(t) = \sqrt{\frac{2}{T_1} \int_{-\infty}^t (y(\tau))^2 e^{-(t-\tau)/T_1} d\tau} \quad (7.16)$$

Hierin läßt sich das komprimierte Signal  $y(t)$  unter Annahme eines  
Potenzgesetzes durch das Eingangssignal  $x(t)$  und die jeweilige  
Steuergröße  $\bar{y}$  ersetzen, wodurch man die Möglichkeit zur iterati-  
ven Berechnung des Verlaufs des jeweiligen  $\bar{y}$  erhält. Dies wurde  
für  $\alpha = 0,5$  und für ein Signal mit einer Hüllkurve entsprechend  
(7.14) durchgeführt und in Bild 39 und Bild 41 dargestellt. Der  
jeweilige Verlauf der Hüllkurve  $c_y(t)$  des komprimierten Signals  
ist in Bild 40 und Bild 42 dargestellt.

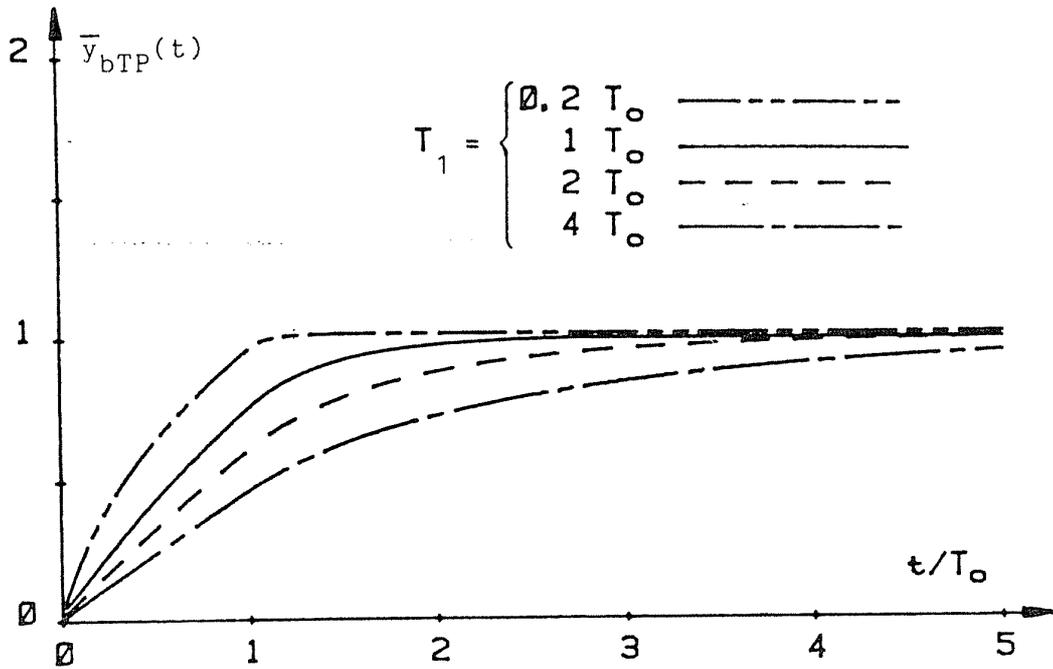


Bild 39  $\bar{y}_{bTP}(t)$  nach (7.15) bei einem Signal mit einer Hüllkurve nach (7.14)

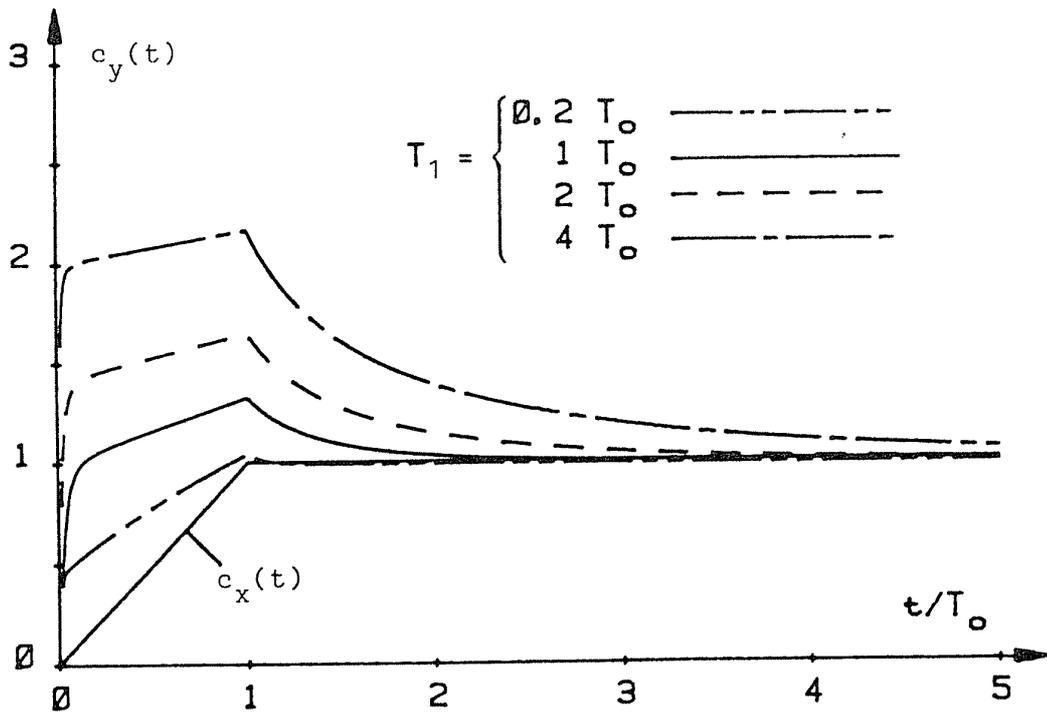


Bild 40 Hüllkurve  $c_y(t)$  des Kompressoraußgangssignals bei einer Steuergröße nach Bild 39 mit  $\alpha = 0,5$

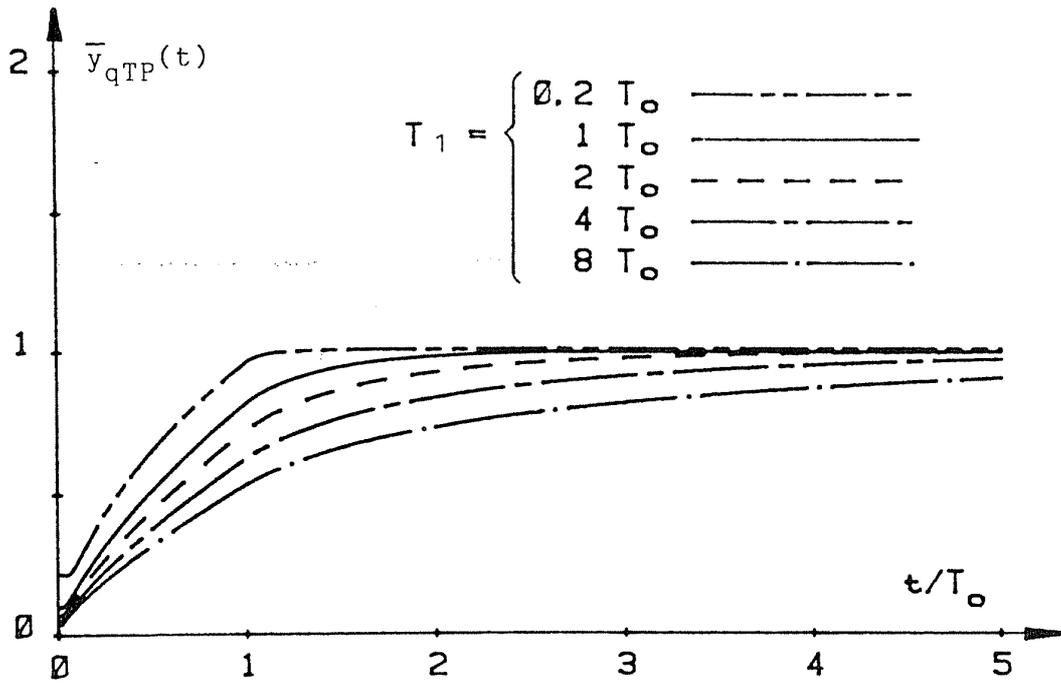


Bild 41  $\bar{y}_{qTP}(t)$  nach (7.16) bei einem Signal mit einer Hüllkurve  $c_x(t)$  nach (7.14)

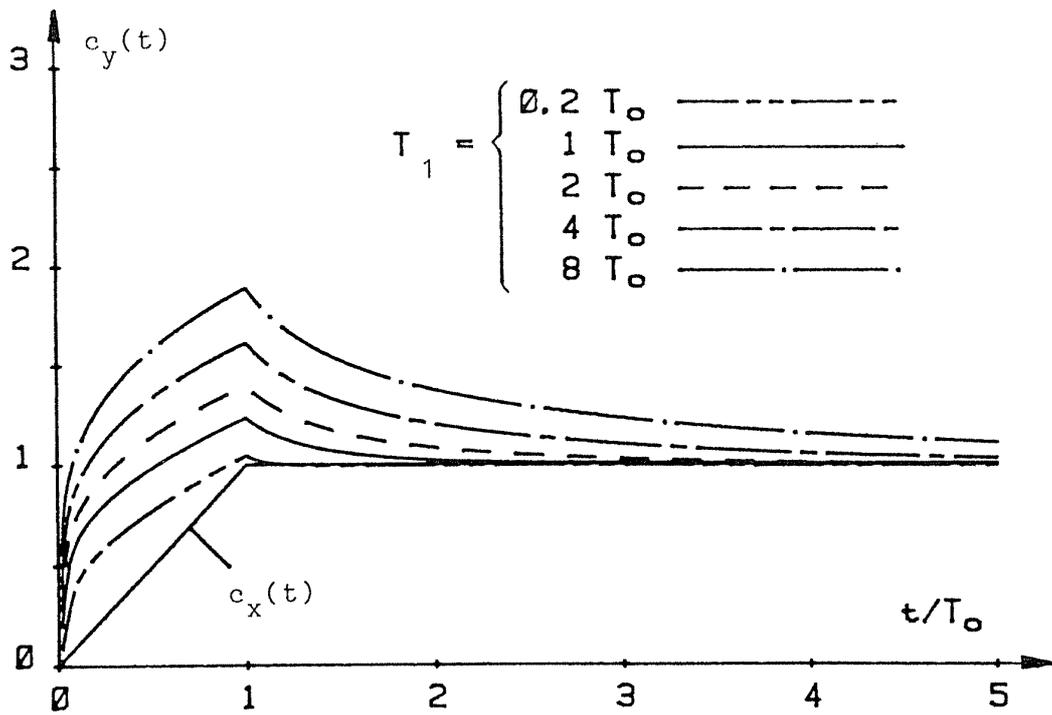


Bild 42 Hüllkurve  $c_y(t)$  des Kompressor Ausgangssignals bei einer Steuergröße nach Bild 41 mit  $\alpha = 0,5$

Vergleicht man in den Bildern 39 bis 42 und 34 bis 37 die Kurven für gleiche Werte von  $T_1$ , so scheint das Einschwingverhalten zunächst stark voneinander abzuweichen. Betrachtet man jedoch in den Bildern 39 bis 42 jeweils die Kurven mit dem doppelten Wert von  $T_1$ , so ist ein nahezu identisches Einschwingverhalten festzustellen. Lediglich im Bereich  $0 \leq t/T_0 \leq 0,1$  zeigen sich geringfügige Abweichungen zwischen den Kurven, was aber auf das verwendete Iterationsverfahren zurückzuführen ist.

Es läßt sich nicht nur für  $\alpha = 0,5$ , sondern auch für den allgemeinen Fall nachweisen (siehe Kapitel 10.1), daß identisches Einschwingverhalten durch eine bestimmte Wahl der Tiefpaß-Zeitkonstanten erreicht werden kann, obwohl die Größe zur Steuerung des Kompressors im einen Falle aus dem Eingangssignal  $x(t)$  und im anderen Falle aus dem komprimierten Signal  $y(t)$  gewonnen wurde:

$$T_1(\bar{x}) = \alpha \cdot T_1(\bar{y}) \quad (7.17)$$

Zusammenfassend ist für den Einschwingvorgang bei Verwendung eines Tiefpasses 1. Grades festzuhalten, daß der Grad des Überschwingens im Ausgangssignal des Kompressors vom Verhältnis der Tiefpaß-Zeitkonstanten  $T_1$  zur Anstiegszeit  $T_0$  der Hüllkurve des Eingangssignals abhängt.

Zur Festlegung einer geeigneten Tiefpaß-Zeitkonstanten muß daher die minimal zu erwartende Anstiegszeit der Eingangssignale bekannt sein. Aus den Darstellungen in den Bildern 35, 37, 40 und 42 läßt sich dann entnehmen, daß praktisch keine Übersteuerungen des Übertragungskanals auftreten, wenn die Tiefpaß-Zeitkonstante etwa einen Wert von 20% der minimal zu erwartenden Anstiegszeit der Hüllkurve des Signals aufweist ( $T_1 \approx 0,2 T_0 \text{ min}$ ).

Die Anstiegszeiten der akustischen Signale von Musikinstrumenten sind nur in Ausnahmefällen kürzer als etwa 10 ms, sonst aber eher deutlich länger /37,67/. Bei Sprachsignalen liegen die Anstiegszeiten zwar in ähnlicher Größenordnung, können aber bei speziellen Lauten Werte bis herunter zu 0,3 ms annehmen /66/.

Verwendet man die in älteren Veröffentlichungen /68,84/ für Kompander empfohlenen Zeitkonstanten  $T_1$  von 5 ... 30 ms oder die vom CCITT /42/ für die Kompandierung von Sprache über Telefon vorgeschriebenen  $T_1 = 20$  ms, so werden schon bei natürlichen Signalen und erst recht bei den vielfach verwendeten synthetischen Signalen starke Übersteuerungen bei Einschwingvorgängen auftreten. Deshalb sind die genannten Zeitkonstanten für Übertragungssysteme mit hohen Qualitätsanforderungen nicht geeignet.

Tatsächlich werden für Silbenkompander im professionellen Einsatz Zeitkonstanten bis herunter zu  $T_1 = 10$   $\mu$ s angegeben /43/.

Da die Hörbarkeit von Verzerrungen gering ist, wenn diese nur kurzzeitig andauern ( $\lesssim 1$  ms) /71,85/, können für nicht so kritische Anwendungen größere Zeitkonstanten zugelassen werden.

Hierzu wurden vom Verfasser mit Hilfe sehr kritischer Signale (Triangelanschlüge) Untersuchungen angestellt /52/. Dabei ergab sich als günstigster Kompromiß zwischen Verzerrungsfreiheit und Aufwand bzw. Realisierbarkeit in einem Gerät der Konsum-Elektronik für die Zeitkonstante des Tiefpasses bei Gewinnung der Steuergröße  $\bar{y}(t)$  aus dem komprimierten Signal  $y(t)$  ein Wert von  $T_1 = 0,3$  ms.

### 7.3.2 Ausklingvorgang

Wenn das Nutzsinal am Eingang des Silbenkompressors einen relativ groÙen Wert der Hüllkurve aufweist ( $c_x \approx 1$ ), erhält man entsprechend einen relativ groÙen Wert der SteuergröÙe ( $\bar{x} \approx 1$ ). Daraus ergibt sich ein geringer Wert für den Gewinn des Silbenkomponders (6.15). Das im Kanal hinzugefügte Störsignal bleibt aber unhörbar insofern, als es durch das gleichzeitig vorhandene Nutzsinal verdeckt wird.

Endet nun das Nutzsinal oder wird es stark vermindert, so endet auch diese Verdeckung. Für einen Zeitraum von etwa 200 ms tritt allerdings der Effekt der Nachverdeckung auf (s. Kapitel 2.3). Innerhalb dieses Zeitraumes muß der Kompondergewinn soweit durch Verminderung der SteuergröÙe  $\bar{x}$  erhöht werden, daß das Störsignal auch ohne Verdeckung durch das Nutzsinal unhörbar bleibt.

Der Verlauf der Nachverdeckung (Bild 13) legt damit eine obere Grenze für den Ausklingvorgang fest. Zur Untersuchung der Konsequenzen wird ein abrupt endendes Nutzsinal (6.2) verwendet, das durch eine spezielle Hüllkurve  $c_x$  gekennzeichnet ist:

$$c_x(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t < 0 \\ 0 & \text{für } t \geq 0 \end{cases} \quad (7.18)$$

Bildet man bei diesem Signal mit Hilfe des Betragsmittelwerts (7.11) die SteuergröÙe  $\bar{x}_{bTP}$ , so erhält man für  $t \geq 0$ :

$$\bar{x}_{bTP}(t) = e^{-t/T_1} \quad (7.19)$$

Das Signal am Ausgang des Expanders besteht dann für  $t \geq 0$  nur aus dem mit  $\bar{x}(t)$  entsprechend dem Expandergesetz veränderten Störsignal  $z(t)$ . Verwendet man ein Potenzgesetz, so muß man in (6.17) die tatsächliche Hüllkurve  $c_x(t)$  durch die SteuergröÙe  $\bar{x}_{bTP}(t)$  ersetzen und erhält:

$$x'(t) = z'(t) = z(t) \cdot e^{-t(1-\alpha)/T_1} \quad (t \geq 0) \quad (7.20)$$

Das Störsignal klingt demnach exponentiell ab mit einer Zeitkonstanten, die mit  $T_d$  (d für decay) bezeichnet werden soll:

$$T_d(xb) = T_1 / (1 - \alpha) \quad (7.21)$$

Gewinnt man die Steuergröße mit Hilfe des quadratischen Mittelwerts, so erhält man mit (7.12) anstelle von (7.19):

$$\bar{x}_{qTP}(t) = e^{-t/2T_1} \quad (7.22)$$

und damit anstelle von (7.20) :

$$x'(t) = z'(t) = z(t) \cdot e^{-t(1-\alpha)/2T_1} \quad (t \geq 0) \quad (7.23)$$

Das Störsignal klingt demnach ebenfalls exponentiell ab, aber mit einer gegenüber (7.21) verdoppelten Zeitkonstanten :

$$T_d(xq) = 2 T_1 / (1 - \alpha) \quad (7.24)$$

Für den Fall, daß die Expandierung mit Hilfe der aus dem komprimierten Signal  $y(t)$  gewonnenen Steuergröße  $\bar{y}(t)$  vorgenommen wird, erhält man durch entsprechendes Einsetzen von  $\bar{y}(t)$  in (6.19) für den Betragsmittelwert:

$$x'(t) = z'(t) = z(t) \cdot e^{-t(1-\alpha)/\alpha T_1} \quad (t \geq 0) \quad (7.25)$$

$$T_d(yb) = \alpha T_1 / (1 - \alpha) \quad (7.26)$$

und für den quadratischen Mittelwert:

$$x'(t) = z'(t) = z(t) \cdot e^{-t(1-\alpha)/2 \alpha T_1} \quad (t \geq 0) \quad (7.25)$$

$$T_d(yq) = 2 \alpha T_1 / (1 - \alpha) \quad (7.28)$$

Dies ist ohne weiteres auch für die Mittelwertbildung unter Verwendung höherer Potenzen  $\nu$  des Signals entsprechend (7.7) fortzusetzen. In jedem Falle ergibt sich ein exponentielles Ausklingen des Störsignals am Ausgang des Expanders. Die Zeitkonstante dieses Ausklings ist entsprechend (7.21), (7.24), (7.26) oder (7.28) von der Zeitkonstanten  $T_1$  des Tiefpasses abhängig. Gibt man die Zeitkonstante des Ausklings  $T_d$  vor, so erhält man die erforderliche Zeitkonstante des Tiefpasses bei Verwendung der  $\nu$ -ten Potenz des Signals und bei Gewinnung der Steuergröße aus dem Eingangssignal  $x(t)$  mit :

$$T_1(x) = T_d \frac{1 - \alpha}{\nu} \quad (7.29a)$$

Gewinnt man die Steuergröße dagegen aus dem komprimierten Signal  $y(t)$ , so erhält man die erforderliche Zeitkonstante des Tiefpasses zu :

$$T_1(y) = T_d \frac{1 - \alpha}{\nu \alpha} \quad (7.29b)$$

Der zeitliche Verlauf der Nachverdeckung in Bild 13 läßt sich grob durch eine Exponentialfunktion mit  $T_d = 20$  ms so annähern, daß ein entsprechend ausklingendes Störsignal sicher verdeckt bleibt (s. auch Bild 45).

Mit diesem Wert und mit (7.29) ist zunächst eine obere Schranke für die Zeitkonstante eines bei der Steuergrößengewinnung nach (7.7) zu verwendenden Tiefpasses 1. Grades gefunden.

### 7.3.3 Nichtlineare Verzerrungen

Das Verfahren der Silbenkompanidierung geht davon aus, daß die Steuergröße  $\bar{x}$  bzw.  $\bar{y}$  so aus  $x(t)$  bzw.  $y(t)$  gebildet wird, daß keine oder praktisch keine nichtlinearen Verzerrungen im komprimierten Signal  $y(t)$  auftreten.

Anhand des determinierten Testsignals  $x(t) = \sin(2\pi f_0 t)$  soll daher untersucht werden, wie diese Vorschrift erfüllt werden kann. Dazu wurden zunächst die Integrale (7.11) und (7.12) mit diesem Eingangssignal berechnet und für verschiedene Werte von  $f_0 \cdot T_1$  in Bild 43 und Bild 44 dargestellt. Es ist zu erkennen, daß die resultierende Steuergröße  $\bar{x}$  um einen konstanten Wert oszilliert, wobei die Höhe des oszillierenden Anteils von  $f_0 \cdot T_1$  abhängt. Zerlegt man  $\bar{x}$  in konstanten und oszillierenden Anteil

$$\bar{x} = \bar{x}_= + \bar{x}_\sim = \bar{x}_= \left(1 + \frac{\bar{x}_\sim}{\bar{x}_=}\right) \quad (7.30)$$

und setzt dies für einen Potenz-Silbenkompressor in (6.16) ein, so erhält man :

$$y(t) = \bar{x}_=^{\alpha-1} \cdot \left(1 + \frac{\bar{x}_\sim}{\bar{x}_=}\right)^{\alpha-1} \cdot x(t) \quad (7.31)$$

Um geringe nichtlineare Verzerrungen zu erhalten, muß der oszillierende Anteil klein gegenüber dem konstanten Anteil sein. Dann läßt sich (7.31) durch Reihenentwicklung und Abbruch nach dem zweiten Glied vereinfachen :

$$y(t) \approx \bar{x}_=^{\alpha-1} \cdot \left(1 + \frac{(\alpha-1) \bar{x}_\sim}{\bar{x}_=}\right) \cdot x(t) \quad (7.32)$$

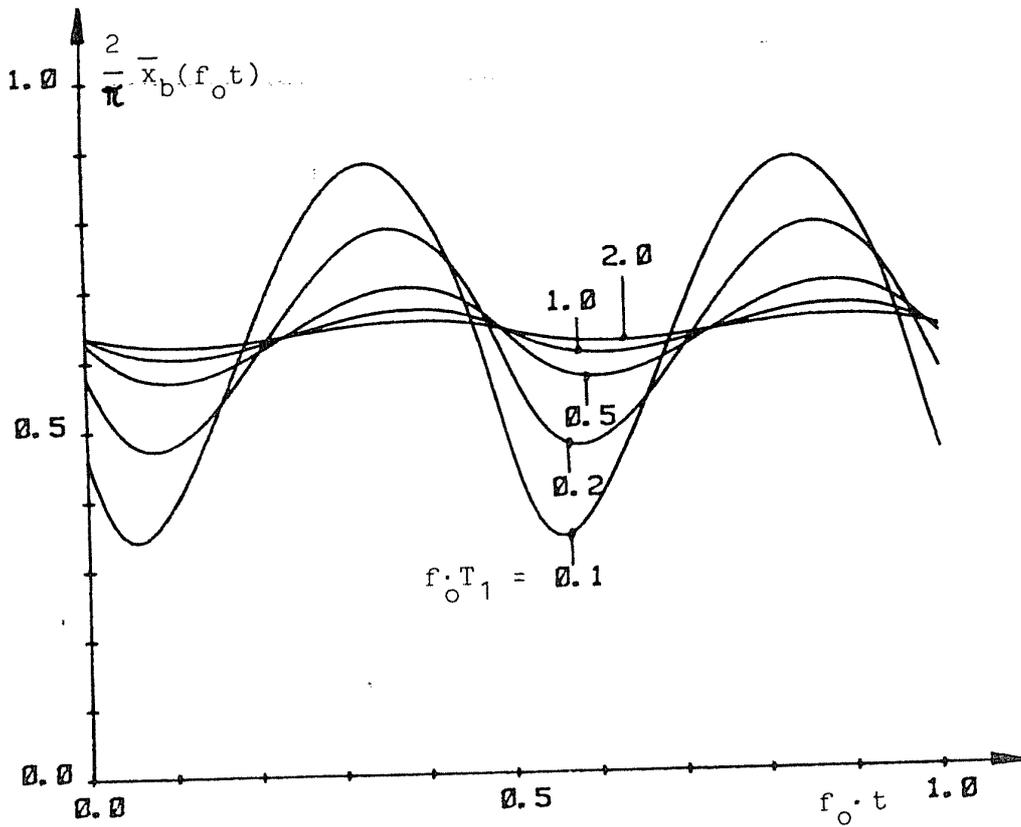


Bild 43

Ausgangssignal eines Steuergrößenerzeugers nach  
Bild 33 (a) bei einem Eingangssignal  $x(t) = \sin(2\pi f_0 t)$   
und für verschiedene Werte von  $f_0 T_1$

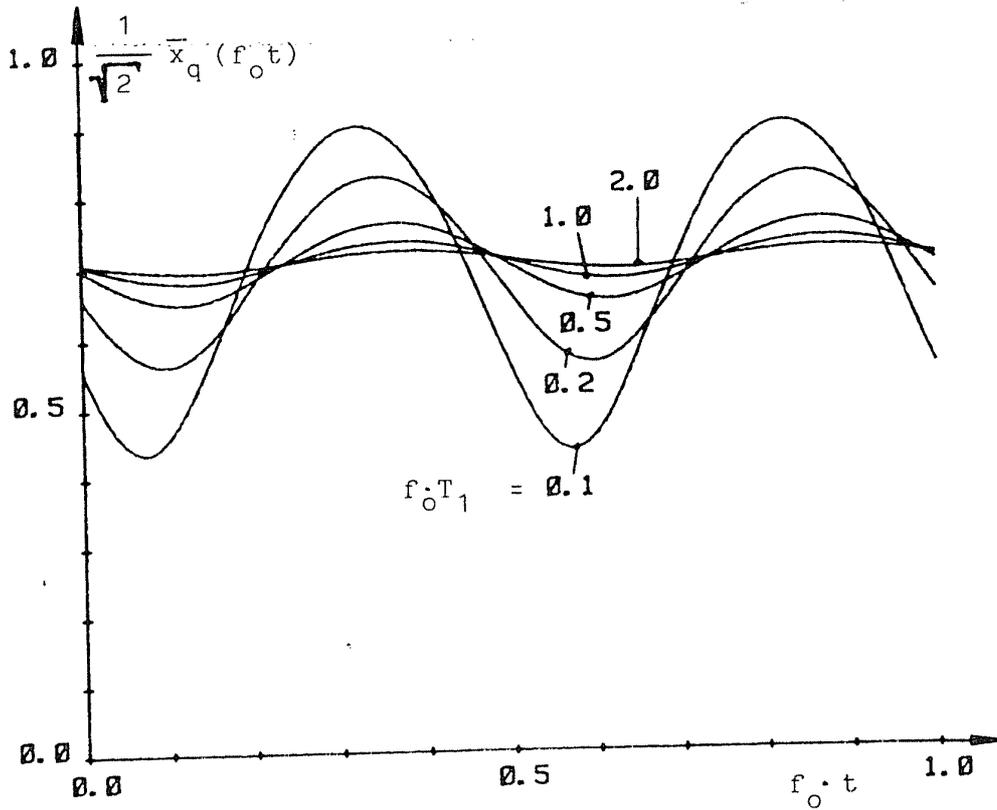


Bild 44

Ausgangssignal eines Steuergrößenerzeugers nach Bild 33 (b) bei einem Eingangssignal  $x(t) = \sin(2\pi f_0 t)$  und für verschiedene Werte von  $f_0 T_1$

Ganz entsprechend erhält man bei einer aus dem komprimierten Signal  $y(t)$  gewonnenen und ebenfalls in konstanten und oszillierenden Anteil aufgeteilten Steuergröße  $\bar{y}$  mit (6.18) :

$$y(t) = \bar{y}_= \frac{\alpha-1}{\alpha} \cdot \left(1 + \frac{(\alpha-1) \bar{y}_{\sim}}{\alpha \bar{y}_=}\right) \cdot x(t) \quad (7.33)$$

Zur genaueren Bestimmung der Höhe der nichtlinearen Verzerrungen ist zunächst die Höhe des oszillierenden Anteils der Steuergröße zu bestimmen.

a) Bildung des Betragsmittelwerts nach (7.11) :

Zur Lösung des Integrals in (7.11) läßt sich die Betragsfunktion des gegebenen sinusförmigen Nutzsymbols in eine Fourier-Reihe entwickeln. Mit  $|x| = |\sin(2\pi f_0 t)|$  und  $f_0 T_1 \gg 1$  erhält man :

$$\bar{x}_{bTTP} = \left[ 1 - \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{6 \pi f_0 T_1} + \frac{\sin(8\pi f_0 t)}{60 \pi f_0 T_1} - + \dots \right] \quad (7.34)$$

Die Amplitude des Anteils mit der vierfachen Frequenz ist bereits um den Faktor 10 kleiner als die Amplitude des Anteils mit der doppelten Frequenz und kann daher für eine erste Abschätzung vernachlässigt werden. Der oszillierende Anteil mit der doppelten Signalfrequenz ist der größte in (7.34). Bezogen auf den Wert von  $\bar{x}_=$  lautet er :

$$\bar{x}_{\sim} / \bar{x}_= = - \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{6 \pi f_0 T_1} \quad (7.35)$$

b) Bildung des quadratischen Mittelwerts nach (7.12) :

Die Lösung des Integrals (7.12) für das gegebene sinusförmige Nutzsinal lautet für  $f_0 T_1 \gg 1$  :

$$\bar{x}_q = \sqrt{1 - \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{4 \pi f_0 T_1}} \quad (7.36)$$

Zur Gewinnung von  $\bar{x}$  ist in (7.36) die Quadratwurzel zu ziehen, was wegen der voranzusetzenden relativen Kleinheit des oszillierenden Anteils durch Reihenentwicklung und Abbruch nach dem zweiten Reihenglied näherungsweise darstellbar ist :

$$\bar{x}_q \approx 1 - \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{8 \pi f_0 T_1} \quad (7.37)$$

Der oszillierende Anteil der Steuergröße besteht dann nur aus einer Schwingung mit der doppelten Signalfrequenz. Bezogen auf den Wert von  $\bar{x}_=$  lautet sie :

$$\bar{x}_{\sim} / \bar{x}_= \approx - \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{8 \pi f_0 T_1} \quad (7.38)$$

c) Bildung der Mittelwerte mit Exponenten  $\nu > 2$  nach (7.7) :

Führt man die Integration nach (7.7) für ein sinusförmiges Nutzsinal und höhere Werte von  $\nu$  mit einer entsprechenden Reihenentwicklung von  $|\sin(2\pi f_0 t)|$  durch, so erhält man schließlich einen auch für  $\nu = 1$  und  $\nu = 2$  gültigen Ausdruck entsprechend (7.35) oder (7.38) :

$$\bar{x}_{\sim} / \bar{x}_= \approx - \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{2(2+\nu) \pi f_0 T_1} \quad (7.39)$$

Ergebnis:

Setzt man (7.35), (7.38) oder (7.39) in (7.32) ein, so ergeben sich Produkte der Art  $(\sin(2\pi f_0 t) \cdot \sin(4\pi f_0 t))$ , die sich umstellen lassen zu :

$$\begin{aligned} \sin(2\pi f_0 t) \cdot \sin(4\pi f_0 t) &= \\ &= 0,5 \cdot \cos(2\pi f_0 t) - 0,5 \cdot \cos(6\pi f_0 t) \end{aligned} \quad (7.40)$$

Daraus folgt, daß der mit der doppelten Signalfrequenz oszillierende Anteil der Steuergröße im komprimierten Signal zu einem Anteil mit der dreifachen Signalfrequenz und zu einem ebenso großen Anteil mit der Grundfrequenz führt. Beide addieren sich zum gewünschten Ausgangssignal des Kompressors, das sich durch Multiplikation des Eingangssignals mit dem konstanten Anteil der Steuergröße ergibt.

Die nichtlinearen Verzerrungen in  $y(t)$  treten also insbesondere in Form einer dritten Harmonischen auf. Der gleichzeitig auftretende Anteil mit der Grundfrequenz kann wegen seiner geringen Größe im Verhältnis zum Nutzsignal selber vernachlässigt werden. Mit Hilfe von (7.39) und (7.40) kann schließlich der 'kubische Klirrfaktor'  $k_3$  im Ausgangssignal  $y(t)$  eines Silbenkompressors nach dem Potenzgesetz in Abhängigkeit von den Exponenten  $\alpha$  und  $\nu$ , der Signalfrequenz  $f$  und der Tiefpaßzeitkonstanten  $T_1$  angegeben werden:

$$k_3 = \frac{1 - \alpha}{4(2 + \nu) \pi f_0 T_1} \quad (7.41)$$

Damit scheinen zunächst höhere Werte von  $\nu$  zu geringeren Verzerrungen zu führen.

Im vorigen Kapitel war aber gezeigt worden, daß trotz unterschiedlicher Wege zur Bildung einer Steuergröße gleichartiges Ausklingen erreicht werden kann, wenn die Tiefpaß-Zeitkonstanten entsprechend (7.29) gewählt werden. Führt man ebenfalls die Größe  $T_d$  mit (7.29) in (7.41) ein, so erhält man für  $\nu = 1$  und  $\nu = 2$  :

$$k_3 b \approx \frac{1}{12 \pi f_0 T_d} \quad (\nu=1) \quad (7.42)$$

$$k_3 q \approx \frac{1}{8 \pi f_0 T_d} \quad (\nu=2) \quad (7.43)$$

und für den allgemeinen Fall :

$$k_3 \nu \approx \frac{\nu}{4(2+\nu) \pi f_0 T_d} \quad (7.44)$$

Eine (7.42) entsprechende Abschätzung für den Gesamtklirrfaktor  $k_{ges}$  findet man in /35/. Diese ist um den Faktor 1,1 größer, was auf der Vernachlässigung der oszillierenden Anteile mit höheren Frequenzen in (7.34) beruht.

Die Ergebnisse in (7.42), (7.43) und (7.44) zeigen, daß die Höhe der nichtlinearen Verzerrungen für eine Signalfrequenz  $f_0$  bei gegebenem  $\nu$  nur vom Wert der Ausklingzeitkonstanten  $T_d$  abhängt. Dabei ist sie umgekehrt proportional zur Signalfrequenz  $f_0$ . Die höchsten nichtlinearen Verzerrungen treten also bei der niedrigsten zu übertragenden Signalfrequenz auf.

Die Höhe der Verzerrungen ist unabhängig davon, ob eine Steuergröße  $\bar{x}$  aus  $x(t)$  oder  $\bar{y}$  aus  $y(t)$  gebildet wird, und auch unabhängig vom Exponenten  $\alpha$  des Potenzgesetzes. Dabei ist vorauszusetzen, daß die Zeitkonstante  $T_1$  des für die Kurzzeitmittelung verwendeten Tiefpasses 1. Grades jeweils entsprechend (7.29) aus einer gegebenen Ausklingzeitkonstanten  $T_d$  abgeleitet wird.

Aus (7.44) ist zu ersehen, daß höhere Werte von  $\nu$  entgegen dem ersten Eindruck aus (7.41) tatsächlich zu höheren nichtlinearen Verzerrungen führen.

Insbesondere erhält man bei Bildung der Steuergröße mit Hilfe des quadratischen Mittelwerts einen um den Faktor 1,5 größeren kubischen Klirrfaktor  $k_3$  als bei Verwendung des Betragsmittelwerts. Für höhere Werte von  $\nu$  steigt dieser dann langsamer an und geht gegen einen Grenzwert :

$$\lim_{\nu \rightarrow \infty} k_3 = \frac{1}{4 \pi f_0 T_d} \quad (7.45)$$

#### 7.3.4 Ergebnis

Die Untersuchung der Eigenschaften der Steuergrößenerzeugung mit Hilfe eines Tiefpasses 1. Grades zeigt, daß die Höhe der verbleibenden nichtlinearen Verzerrungen und das durch die Zeitkonstante  $T_d$  gekennzeichnete Ausklingverhalten nicht unabhängig voneinander wählbar sind. Wenn einer der Parameter gegeben ist, wird der andere durch (7.44) bestimmt.

Aus einem so festgelegten Wert für  $T_d$  wird mit Hilfe von (7.29) der Wert der Zeitkonstanten  $T_1$  des Tiefpasses bestimmt. Aus diesem Wert läßt sich dann z.B. mit Hilfe von Bild 38 das Ein- und Überschwingverhalten bei einem Signal mit einer Hüllkurve entsprechend (7.14) ermitteln.

Einige Beispiele für die mögliche Parameterwahl bei einem Potenzsilbenkompander sind in Tabelle 2 zusammengestellt.

Die vom CCITT für Telefonübertragung vorgeschriebenen Parameter (Nr. 1) ergeben zwar eine ausreichende Annäherung des Ausklingverhaltens an den zeitlichen Verlauf der Nachverdeckung, führen aber bei einer Signalfrequenz von  $f = 50$  Hz schon zu einem Klirrfaktor  $k_3 = 2,6$  % .

Aus  $T_d$  ergibt sich über  $T_1$  und Bild 38, daß Signale mit einer Anstiegszeit  $T_0$  von 6,3 ms bereits zu einem Überschwingen um den Faktor 2 führen.

Auch wenn nur Sprachsignale verarbeitet werden müssen, wird dieser Wert der Anstiegszeit wohl häufig unterschritten werden, wobei dann Übersteuerungen des Übertragungskanals auftreten. Zusammen mit dem Wert für  $k_3$  bei  $f = 50$  Hz stellen das Einschwing- und das Ausklingverhalten aber wohl einen für die Sprachübertragung akzeptablen Kompromiß dar.

Für Musikübertragung mit hoher Qualität ist ein Klirrfaktor von höchstens 1 % für die niedrigste zu übertragende Signalfrequenz ( $f = 20$  Hz) zu fordern. Dies führt (Nr. 2) zu einem hohen Wert für die Ausklingzeitkonstante, der allein schon im Hinblick auf die Nachverdeckung zu groß ist. Das resultierende Einschwingverhalten ist aber völlig unakzeptabel.

Andere Werte für  $\alpha$  (Nr. 3 und Nr. 4) verändern das Ausklingverhalten nicht und das Einschwingverhalten nur unwesentlich.

Läßt man höhere nichtlineare Verzerrungen zu (Nr. 5), so erhält man zwar einen schon recht günstigen Wert für die Ausklingzeitkonstante  $T_d$ , das Einschwingverhalten bleibt aber unbefriedigend. Etwas günstiger wird das Verhalten des Kommanders, wenn der quadratische Mittelwert oder sogar ein Mittelwert einer höheren Potenz  $\nu$  des Signals verwendet wird. Zwar erhält man bei gleichem Klirrfaktor eine etwas größere Ausklingzeitkonstante, aber weil sich der Wert der Tiefpaß-Zeitkonstanten  $T_1$  mit größerem  $\nu$  in stärkerem Maße vermindert, ergibt sich ein deutlich günstigeres Einschwingverhalten (Nr. 6 und Nr. 7).

Die angeführten Beispiele zeigen, daß die Bildung der Steuergröße eines Silbenkommanders durch Glättung mit Tiefpaß 1. Grades für Sprachübertragung geeignet sein kann. Für Übertragungen mit hoher Qualität sind die Forderungen an Einschwing- und Ausklingverhalten und an die Übersteuerungssicherheit aber so geartet, daß sie durch geeignete Wahl der Werte von  $T_d$  und  $\nu$  nur grob annähernd erfüllt werden können. Da die Bildung von Mittelwerten über höhere Potenzen des Eingangssignals einen erhöhten Realisierungsaufwand verlangt, scheinen allenfalls die unter Nr. 6 angegebenen Parameter einen mit Einschränkungen brauchbaren Kompromiß darzustellen.

Nr.	$k_3$ bei $f$	$\nu$	$\alpha$	$T_d$	$T_1$	$T_0$
1	2,6% 50 Hz	1	0,5	20 ms	10 ms	6,3 ms
2	1% 20 Hz	1	0,5	133 ms	66 ms	41 ms
3	1% 20 Hz	1	0,33	133 ms	88 ms	55 ms
4	1% 20 Hz	1	0,66	133 ms	44 ms	27,4 ms
5	3% 20 Hz	1	0,5	44 ms	22 ms	13,8 ms
6	3% 20 Hz	2	0,5	66 ms	16,5 ms	3,3 ms
7	3% 20 Hz	3	0,5	80 ms	13,3 ms	1 ms

Tabelle 2

Beispiele für die Parameterwahl bei einem Potenz-Silbenkomponder mit Gewinnung der Steuergröße aus dem Eingangssignal und Glättung durch Tiefpaß 1. Grades.

- $T_d$  = Ausklingzeitkonstante des Expanders
- $T_1$  = Zeitkonstante des Tiefpasses 1. Grades
- $T_0$  = Einschwingzeit eines Signals mit Hüllkurve nach (7.14), bei der gerade ein Überspringen um den Faktor 2 auftritt
- $\nu$  = Potenzgrad der Hüllkurvenenerzeugung
- $\alpha$  = Exponent des Potenzgesetzes  
(weitere Erläuterungen im Text)

#### 7.4 Mittelwertbildung mit Tiefpaß höheren Grades

Im vorigen Kapitel konnte gezeigt werden, daß die Mittelwertbildung mit Tiefpaß 1. Grades für einen Silbenkomparer für hohe Qualitätsanforderungen nur bedingt geeignet ist. Es soll daher untersucht werden, ob eine Mittelwertbildung mit Tiefpaß höheren Grades ein günstigeres Ergebnis liefern kann.

Damit in einfacher Weise Vergleiche mit bisherigen Ergebnissen möglich sind, soll der Tiefpaß höheren Grades zunächst derart dimensioniert werden, daß die Höhe der restlichen nichtlinearen Verzerrungen im Vergleich zu einem Tiefpaß 1. Grades konstant bleibt. Anhand der so erhaltenen Dimensionierung wird dann das Auskling- und Einschwingverhalten dargestellt.

Die Untersuchung soll auf Kettenschaltungen von Tiefpässen 1. Grades und auf Potenz-Tiefpässe beschränkt werden. Es wird leicht zu sehen sein, daß die Untersuchung von anderen Tiefpaß-Typen nicht zu grundsätzlich anderen Ergebnissen führt.

##### 7.4.1 Nichtlineare Verzerrungen

Der Betrag der Übertragungsfunktion von Kettenschaltungen aus  $n$  Tiefpässen vom Grad 1 oder von Potenz-Tiefpässen vom Grad  $n$ , gekennzeichnet durch den Parameter  $T_2$ , läßt sich für  $f_0 T_2 \gg 1$  annähern durch:

$$| H_n(f) | = \frac{1}{(2 \pi f_0 T_2)^n} \quad (7.46)$$

Für die  $k_3$ -Verzerrungen im komprimierten Signal ist die Höhe des Anteils mit der doppelten Signalfrequenz in der Steuergröße  $\bar{x}$  maßgeblich. Wenn die Höhe der restlichen nichtlinearen Verzerrungen vorgegeben werden soll, ist daher zur Dimensionierung des Tiefpasses in (7.46) die doppelte Signalfrequenz  $2f_0$  einzusetzen.

Gibt man einen Tiefpaß 1. Grades mit dem Parameter  $T_1$  und damit eine bestimmte Höhe der nichtlinearen Verzerrungen vor, so erhält man aus (7.46) für den Parameter  $T_2$  eines Tiefpasses vom Grad  $n$ , der zu der gleichen Höhe der nichtlinearen Verzerrungen führt:

$$(4 \pi f_0 T_2)^n = 4 \pi f_0 T_1 \quad (7.47)$$

Damit erhält man entsprechend zu (7.41) :

$$k_{3 \nu, n} = \frac{1 - \alpha}{(2 + \nu) (4 \pi f_0 T_2)^n} \quad (7.48)$$

#### 7.4.2 Ausklingverhalten

Das Ausklingverhalten erhält man wiederum durch Auswertung der Sprungantwort des Tiefpasses. Da diese Sprungantwort oszillieren kann, ist ein Vergleich mit dem Ausklingverhalten eines Tiefpasses 1. Grades nur schwer möglich.

Um hier wenigstens zu einer annähernden Aussage kommen zu können, wurde das Ausklingverhalten für einen Tiefpaß 1. Grades mit  $T_1 = 20\text{ms}$ , für eine Kettenschaltung aus zwei Tiefpässen 1. Grades mit  $T_2 = T_1/2$  und für einen Potenz-Tiefpaß 2. Grades mit  $T_2 = T_1/\sqrt{2}$  berechnet und in Bild 45 zusammen mit einer Nachverdeckungscharakteristik aus Bild 13 dargestellt.

Dabei wurde von einem Signal mit einer durch (7.49) beschriebenen Hüllkurve ausgegangen :

$$c_x(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t < 0 \\ 0,1 & \text{für } t = 0 \\ & > \end{cases} \quad (7.49)$$

Ein Vergleich der Kurven in Bild 45 zeigt zunächst, daß das jeweilige Ausklingverhalten der Kettenschaltung von zwei Tiefpässen vom Grad 1 mit  $T_2 = T_1/2$  und eines Potentziefpasses vom Grad 2 mit  $T_2 = T_1/\sqrt{2}$  grob mit dem Ausklingverhalten eines Tiefpasses vom Grad 1 und mit dem Parameter  $T_1$  übereinstimmt.

Damit stimmt auch das Ausklingverhalten einer mit solchen Tiefpässen versehenen Expanderschaltung grob mit dem in Kapitel 7.3.2 dargestellten Ausklingverhalten überein. Dieses läßt sich daher ebenfalls durch eine Zeitkonstante  $T_d$  kennzeichnen, aus der mit Hilfe von (7.29) über die für einen Tiefpaß vom Grad 1 erforderliche Größe  $T_1$  die zur Dimensionierung erforderliche Größe von  $T_2$  bestimmt werden kann.

Wie darüberhinaus aus Bild 45 zu entnehmen ist, kann bei entsprechender Dimensionierung ein Ausklingverhalten erreicht werden, das dem Verlauf der Nachverdeckung sehr ähnlich ist.

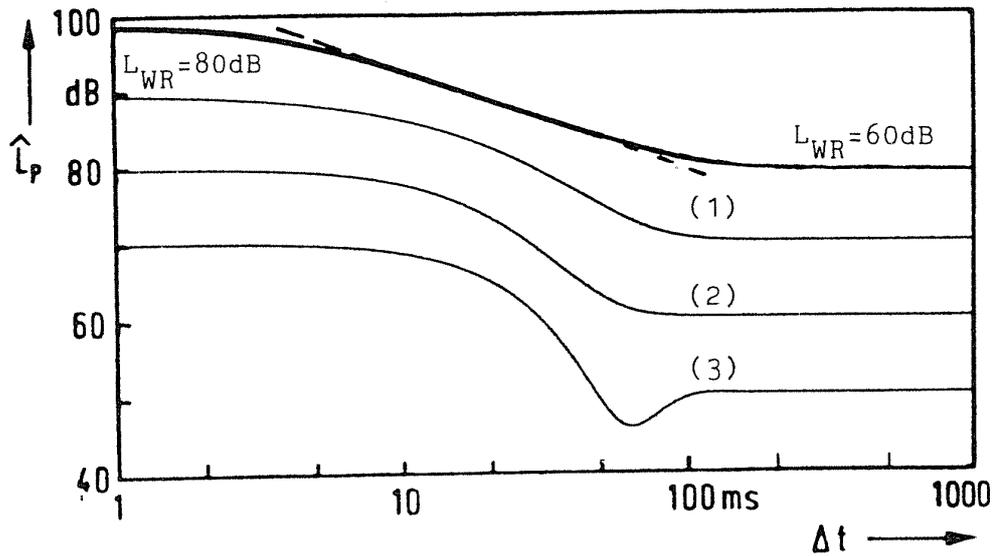


Bild 45

obere Kurve:

Nachverdeckung entsprechend Bild 13 bei Verminderung  
des maskierenden Geräusches um 20 dB

untere Kurven:

Ausklingverhalten von Tiefpässen bei einem Eingangssignal  
mit einer Hüllkurve entsprechend (7.49)

(1) Tiefpaß 1. Grades mit  $T_1 = 20$  ms

(2) Kettenschaltung aus zwei Tiefpässen 1. Grades  
mit jeweils  $T_2 = T_1/2 = 10$  ms

(3) Tiefpaß 2. Grades (Potenz Tiefpaß)

mit  $T_2 = T_1/\sqrt{2} = 14,1$  ms

(zur besseren Unterscheidbarkeit im Abstand von  
jeweils 10 dB gezeichnet)

### 7.4.3 Einschwingverhalten

Der grundsätzliche Verlauf der Sprungantwort eines Tiefpasses höheren Grades läßt ein ungünstigeres Einschwingverhalten erwarten. Die Berechnung von den Bildern 34 bis 37 entsprechenden Kurven für ein durch (7.14) gekennzeichnetes Nutzsinal bestätigt dies, führt aber noch zu einem anderen Ergebnis.

In Bild 46 und Bild 47 ist das Einschwingverhalten für eine Kettenschaltung aus zwei Tiefpässen 1. Grades mit Zeitkonstanten  $T_2 = T_0/2$  für verschiedene Potenzen  $\nu$  der Mittelwertbildung (7.8) gezeigt. Vergleicht man Bild 47 mit den Bildern 35 und 37, so erkennt man, daß bei dem um eins höheren Tiefpaß-Grad  $n$  ein vergleichbares Einschwingverhalten bei einer höheren Potenz  $\nu$  der Mittelwertbildung (7.8) auftritt.

Um dies noch genauer darstellen zu können, wurde eine Bild 38 entsprechende Darstellung für eine Kettenschaltung zweier Tiefpässe vom Grad 1 und für höhere Werte von  $\nu$  berechnet und zusammen mit den Kurven aus Bild 38 in Bild 48 dargestellt. Dabei wurde berücksichtigt, daß die Zeitkonstante  $T_2$  der Tiefpässe in der Kettenschaltung entsprechend Bild 45 den halben Wert der Zeitkonstante  $T_1$  eines Tiefpasses vom Grad 1 haben sollte.

Aus Bild 48 ist zu erkennen, daß man ein vergleichbares maximales Überschwingen erhält, wenn man den doppelten Grad der Mittelwertbildung verwendet.

Dies führt schnell zu hohen Werten für  $\nu$ , die sich nur schwierig realisieren lassen.

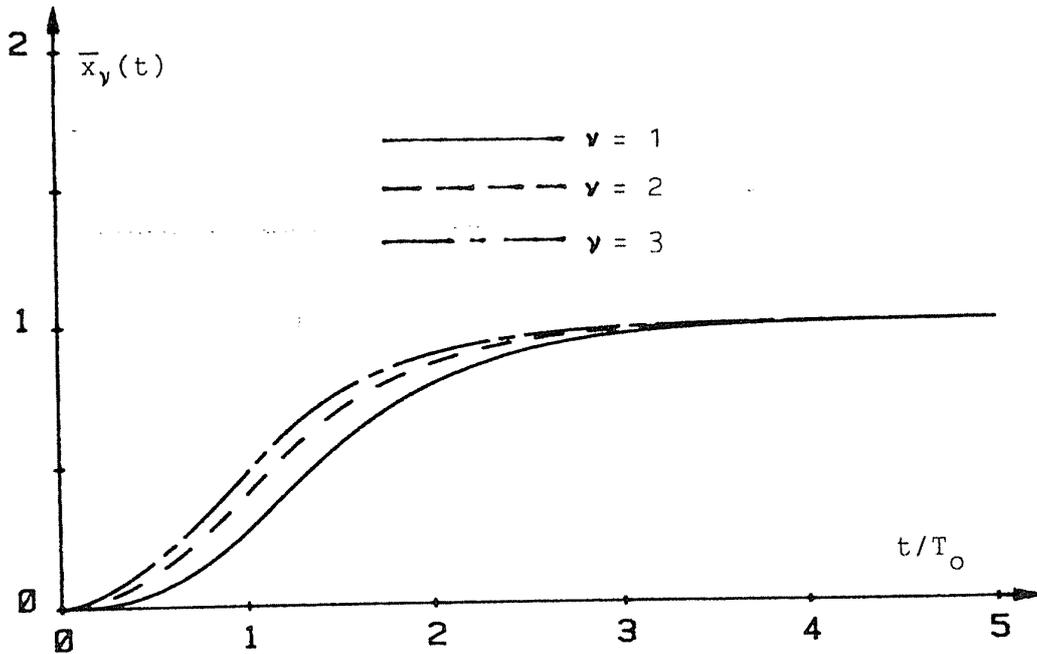


Bild 46

$\bar{x}_y(t)$  nach (7.9) für verschiedene  $\nu$  und für ein Signal mit einer Hüllkurve nach (7.14)

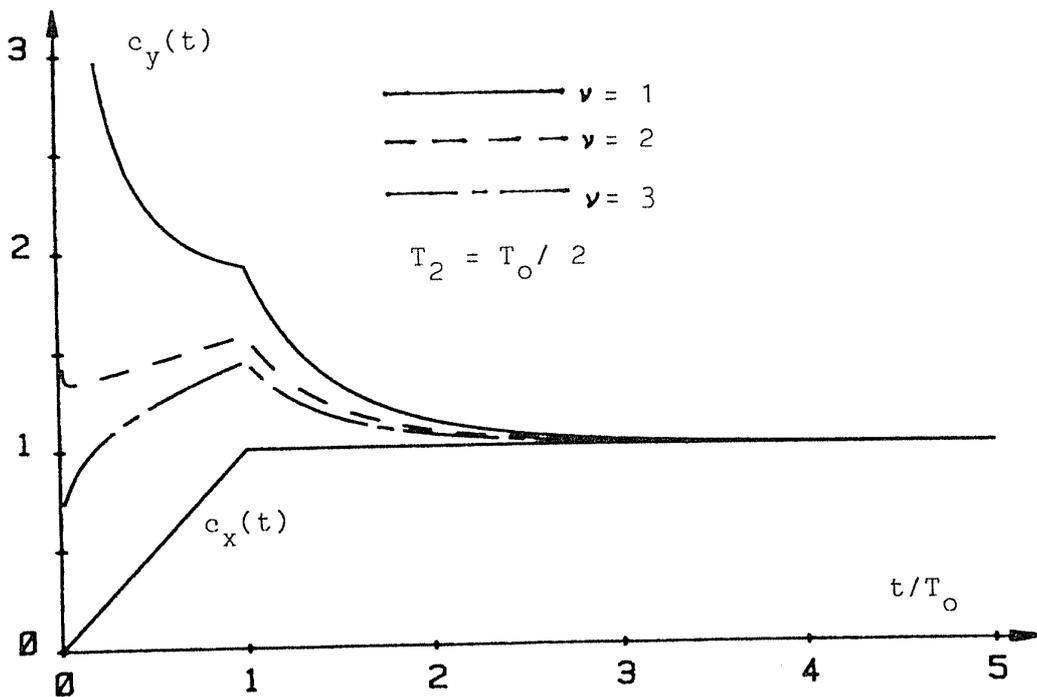


Bild 47

Hüllkurve  $c_y(t)$  des Kompressor Ausgangssignals bei einer Steuergröße nach Bild 46 und mit  $\alpha = 0,5$

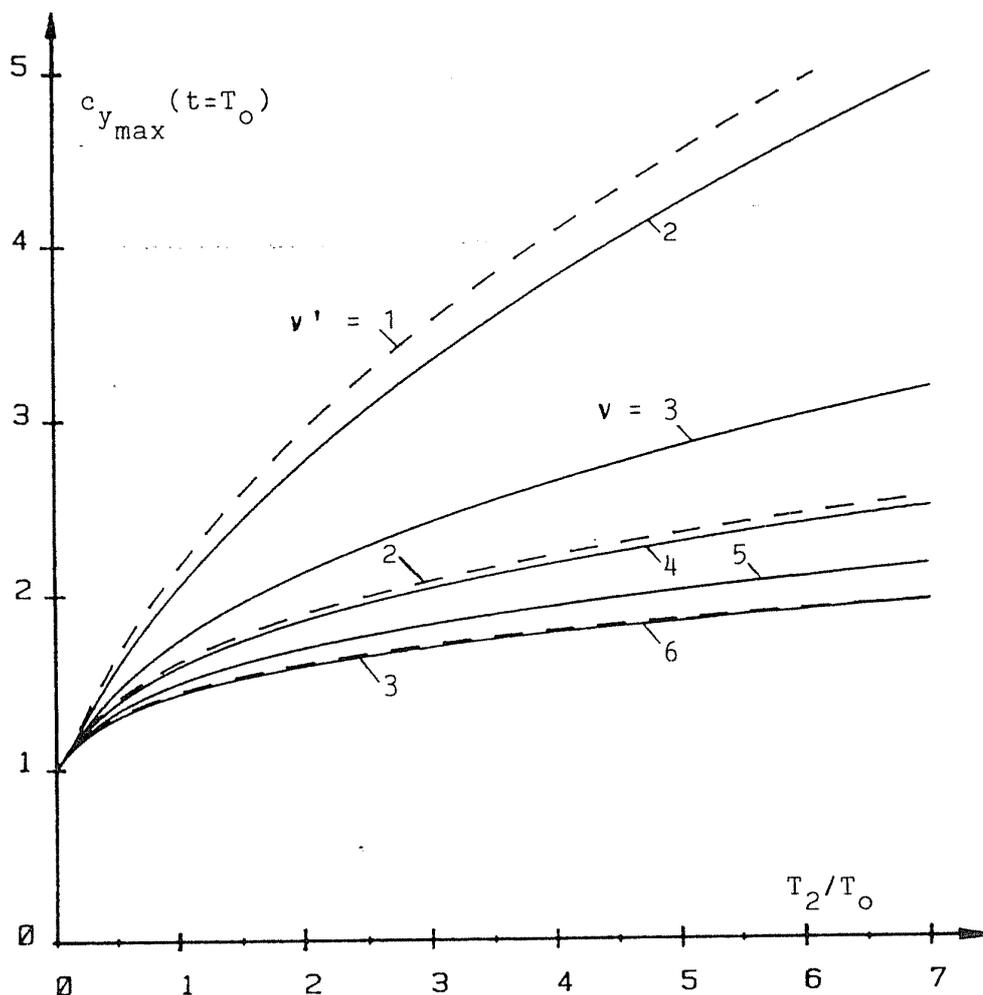


Bild 48

Maximaler Wert des Überschwingens der Hüllkurve  $c_y(t)$  am Ausgang eines Silbenkompressors mit  $\alpha = 0,5$  bei einem Signal mit einer Hüllkurve nach (7.14) in Abhängigkeit vom Verhältnis des Parameters  $T_2$  eines Tiefpasses 2. Grades (Kettenschaltung zweier Tiefpässe 1. Grades) zur Anstiegszeit  $T_0$  der Hüllkurve des Signals.

Bildung der Steuergröße nach (7.8) mit der  $\nu$ -ten Potenz.

Gestrichelt: entsprechende Kurven aus Bild 40 für Tiefpaß 1. Grades mit  $\nu' = \nu/2$  und  $T_1 = 2 T_2$ .

#### 7.4.4 Ergebnis

Löst man Gleichung (7.48) nach  $T_2$  hin auf, so erhält man :

$$T_2 = \frac{1}{4\pi f_0} \sqrt[n]{\frac{1 - \alpha}{(2 + \nu) k_3}} \quad (7.50)$$

Für Klirrfaktorwerte im Bereich von 1 ... 3 % und praktikable Werte von  $\alpha$  und  $\nu$  liegt der Wert des Radikanden in (7.50) in der Größenordnung zwischen 2 und 20. Der Grad  $n$  des Tiefpasses wirkt sich daher nur wenig auf den Wert von  $T_2$  aus, wobei zusätzlich zu beachten ist, daß entsprechend Bild 47 für ein vergleichbares Einschwingverhalten bei größerem Wert von  $n$  auch ein größerer Wert für  $\nu$  einzusetzen ist. Der Wert von  $T_2$  für den Tiefpaß vom Grad 2 ist daher nur etwa um den Faktor 5 ( $k_3=1\%$ ) bis 2,5 ( $k_3=3\%$ ) kleiner als der Wert der Zeitkonstanten  $T_1$  des vergleichbaren Tiefpasses 1. Grades.

Noch geringer wird der Unterschied, wenn das Ausklingverhalten betrachtet wird. Entsprechend Bild 45 ergibt sich bei einer Kettenschaltung aus zwei Tiefpassen 1. Grades ein vergleichbares Ausklingverhalten der Steuergröße am Ausgang des Tiefpasses im Steuergrößenerzeuger für :

$$T_2 = T_1/2 \quad (7.51)$$

Das Ausklingverhalten des expandierten Störsignals am Ausgang des Expanders erhält man dann durch Kombination von (7.29), (7.50) und (7.51):

$$T_d = 2 \frac{\nu}{4\pi f_0 (1 - \alpha)} \sqrt[2]{\frac{1 - \alpha}{(2 + \nu) k_3}} \quad (7.52)$$

Da der Exponent  $\nu$  hier als Faktor auftritt, ist es sogar möglich, daß die Ausklingzeitkonstante  $T_d$  eines Silbenexpanders bei Verwendung eines Tiefpasses 2. Grades größer ist als die Ausklingzeitkonstante bei Verwendung eines hinsichtlich der restlichen nichtlinearen Verzerrungen vergleichbaren Tiefpasses 1. Grades. Im Hinblick auf die Ausnutzung des Effektes der Nachverdeckung ist dies aber von großem Nachteil.

Das Einschwingverhalten war zunächst deutlich ungünstiger und konnte nur durch Erhöhung von  $\nu$  und unter Beachtung von (7.51) wenigstens gleichartig gemacht werden. Hier ist also ebenfalls kein Vorteil bei Verwendung eines Tiefpasses 2. Grades zu erkennen. Hinzu kommt noch die Tatsache, daß eine Erhöhung von  $\nu$  allein schon eine deutliche Aufwandserhöhung im Steuergrößenerzeuger bedeutet.

Auch die mögliche Anwendung anderer Typen von Tiefpässen wird hier kein grundsätzlich anderes Ergebnis liefern, sodaß insgesamt von Tiefpässen höheren Grades keine Vorteile zu erwarten sind.

## 7.5 Nichtlineare Glättung

Die bisher untersuchte Tiefpaßfilterung bei der Gewinnung der Steuergröße für die Silbenkommandierung führte zwar zu mit Einschränkung brauchbaren Werten für die restliche nichtlineare Verzerrung und für das Ausklingverhalten, aber auch zu nicht-akzeptablem Einschwingverhalten.

Wenn man die Möglichkeit hätte, das Verhalten des Steuergrößenerzeugers gegenüber ansteigenden und gegenüber abfallenden Signalen getrennt zu wählen, ließe sich eine wesentliche Verbesserung erzielen.

Dies läßt sich erreichen, wenn man die Tiefpaßfilterung in den Schaltungen in Bild 33 durch ein nichtlineares Übertragungsglied mit tiefpaßähnlichem Verhalten ersetzt. Durch Kombination der beiden Schaltungen in Bild 33 mit zwei Varianten einer nichtlinearen Glättungsschaltung entstehen so die vier in Bild 49 gezeigten Ausführungen eines Steuergrößenerzeugers mit nichtlinearer Glättung.

Die beiden in Bild 49 gezeigten nichtlinearen Übertragungsglieder sind jeweils durch eine als ideal angenommene Ventilschaltung und durch zwei unterschiedliche Zeitkonstanten gekennzeichnet :

$$T_{n1} = R_1 \cdot C_1 \quad (7.53)$$

$$T_{n2} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} C_1 \quad (7.54)$$

Ideale Ventilschaltungen sind unter Zuhilfenahme von Operationsverstärkern darstellbar /13/, wobei evtl. auftretende Innenwiderstände als Teil von  $R_2$  aufgefaßt werden können. Infolge dieser Ventilschaltung sind die Übertragungseigenschaften der beiden Glättungsschaltungen von dem gegenseitigen Verhältnis von Eingangs- und Ausgangsgröße abhängig.

Für  $u_1 > u_2$  stellen beide Glättungsschaltungen einen Tiefpaß 1. Grades mit der Zeitkonstanten  $T_{n2}$  dar, wobei bei der Glättungsschaltung in Bild 49 (a) und (c) noch eine Spannungsteilung durch  $R_1$  und  $R_2$  zu berücksichtigen ist. Für  $u_1 < u_2$  stellt die Glättungsschaltung in Bild 49 (b) und (d) einen Tiefpaß mit der Zeitkonstanten  $T_{n1}$  dar, während Ein- und Ausgang bei der Glättungsschaltung in Bild 49 (a) und (c) vollständig entkoppelt sind.

Es ist zwar möglich, für diese Glättungsschaltungen Ausdrücke für eine 'Impulsantwort' abzuleiten, aber da es sich hier um nicht-lineare Übertragungsglieder handelt, sind die Verfahren der linearen Systemtheorie nicht einsetzbar. Andere Untersuchungsmethoden sind daher erforderlich.

### 7.5.1 Verhalten der nichtlinearen Glättung gegenüber stationären Signalen

Zur Ermittlung der Eigenschaften der Verfahren zur nichtlinearen Glättung soll zunächst das Verhalten gegenüber stationären Signalen untersucht werden.

Legt man hierzu an die Schaltungen in Bild 49 ein beliebiges Eingangssignal an, so wird der Kondensator  $C_1$  geladen, solange  $u_1 > u_2$  ist, und entladen, solange  $u_1 < u_2$  ist. Wenn sich die Zeitintegrale von Auf- und Entladestrom zu Null ergänzen, bleibt die Ausgangsgröße  $u_2$  konstant. Hiermit kann  $u_2$  und damit dann auch der Wert der Steuergröße  $\bar{x}_n$  bestimmt werden.

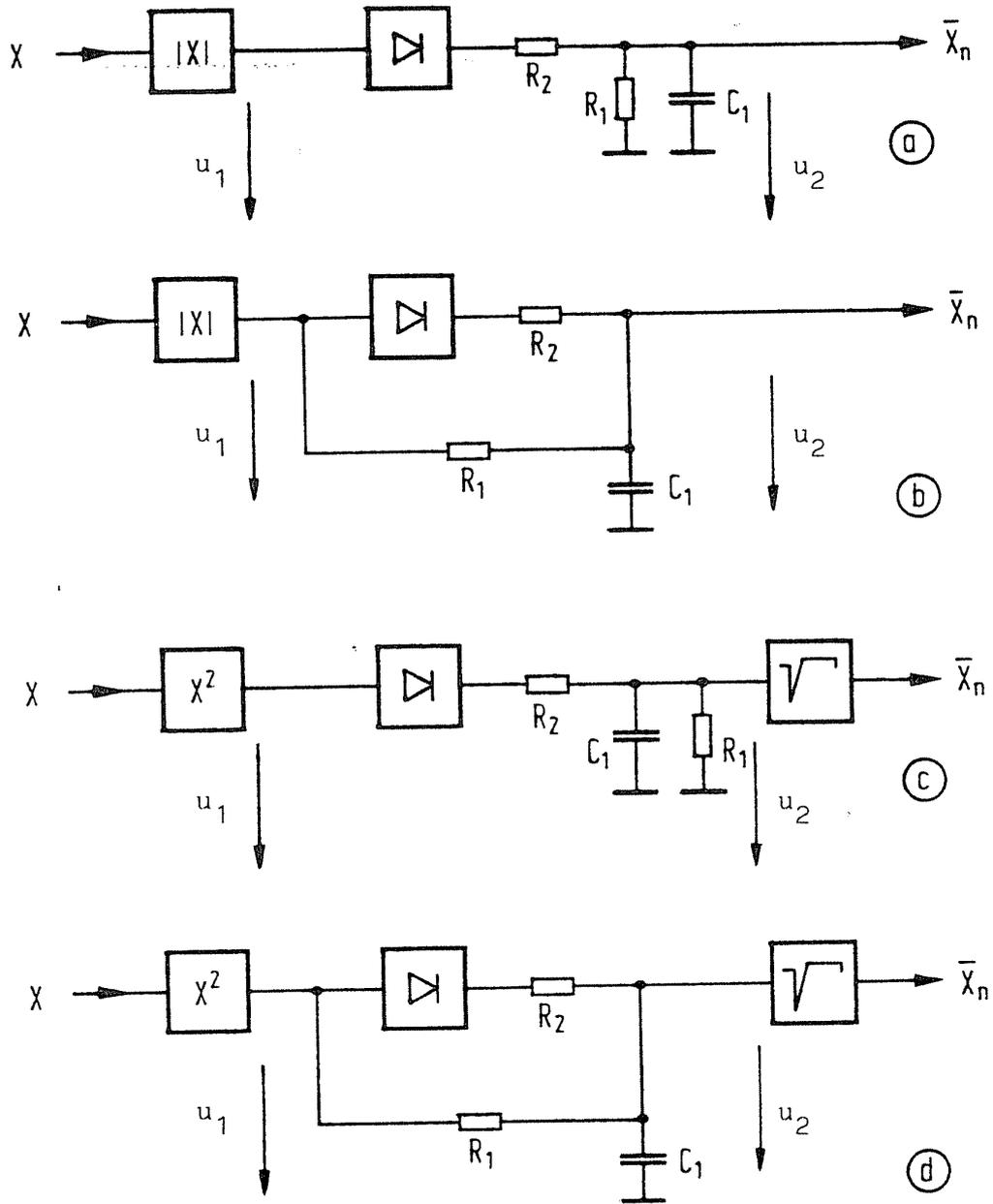


Bild 49  
Vier Varianten von Steuergrößenerzeugern mit  
nichtlinearer Glättung

Für ein sinusförmiges Eingangssignal  $x(t) = \sin(2\pi t/T_0)$  ist dies in Bild 50 dargestellt, wobei die Zeitkonstante  $T_{n1}$  der Glättungsschaltung als so groß gegenüber der Periodendauer des Signals angenommen wurde, daß die Ausgangsspannung  $u_2$  praktisch konstant bleibt.

Bei einer Schaltung nach Bild 49 (b) findet in der Zeit zwischen  $t = 0$  und  $t = t_1$  eine Entladung mit einem Strom statt, der der Spannungsdifferenz  $u_2 - u_1$  und der Zeitkonstanten  $T_{n1}$  proportional ist. In der Zeit zwischen  $t = t_1$  und  $t = T_0/4$  findet eine Aufladung mit einem Strom statt, der der Spannungsdifferenz  $u_1 - u_2$  und der Zeitkonstanten  $T_{n2}$  proportional ist.

Ein Maß für die jeweilige Auf- bzw. Entladung stellen die durch die Horizontale bei  $u_2 = \sin(2\pi t_1/T_0)$  und den Verlauf des Signales begrenzten und mit dem Wert der Auf- bzw. Entladezeitkonstanten bewerteten Flächen dar, die in Bild 50 durch unterschiedliche Schraffur gekennzeichnet sind.

Durch Gleichsetzen der bewerteten Flächeninhalte kann man so eine Bestimmungsgleichung für die Ausgangsgröße der Glättungsschaltung und damit auch für die Ausgangsgröße  $\bar{x}_n$  des Steuergrößenerzeugers erhalten :

$$\frac{1}{T_{n1}} \left[ t_1 \sin(2\pi t_1/T_0) - \int_0^{t_1} \sin(2\pi t/T_0) dt \right] = \quad (7.55)$$

$$\frac{1}{T_{n2}} \left[ \int_{t_1}^{T_0/4} \sin(2\pi t/T_0) dt - \left( \frac{T_0}{4} - t_1 \right) \sin(2\pi t_1/T_0) \right]$$

Eine numerische Auswertung von (7.55) für  $\bar{x}_n$  in Abhängigkeit von  $T_{n2}/T_{n1}$  ist in Bild 51 dargestellt zusammen mit den Meßergebnissen an einem Versuchsaufbau entsprechend Bild 49 (b).

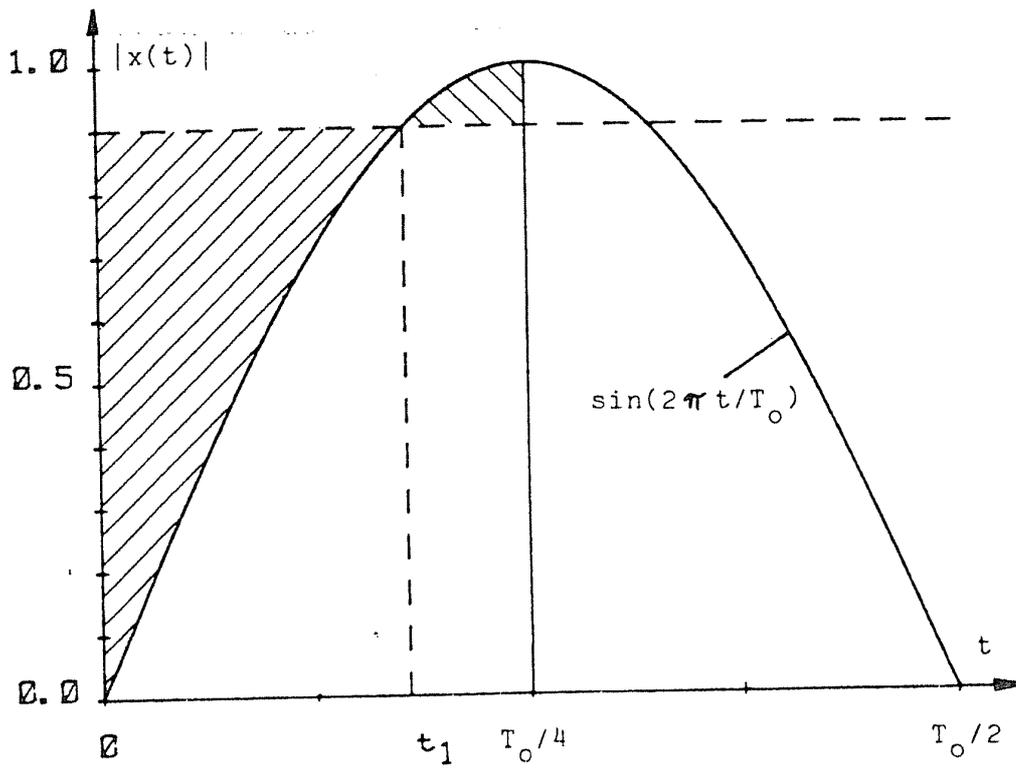


Bild 50

Auf- und Entladung in einer Schaltung nach Bild 49 (b)  
bei einem sinusförmigen Eingangssignal

Das Verhalten der Schaltung (a) in Bild 49 ist etwas abweichend. In dem gesamten betrachteten Zeitraum findet über  $R_1$  eine Entladung statt, wobei der Entladestrom nur der Ausgangsspannung  $u_2$  und der Zeitkonstanten  $T_{n1}$  proportional ist. Der Aufladestrom in der Zeit zwischen  $t = t_1$  und  $t = T_0/4$  ist der Spannungsdifferenz  $u_1 - u_2$  und der Zeitkonstanten  $T_{n3} = R_2 C_1$  proportional. Hiermit erhält man eine (7.55) entsprechende Bestimmungsgleichung für  $u_2$  und damit für  $\bar{x}_n$ :

$$\frac{1}{T_{n1}} \frac{T_0}{4} \sin(2\pi t_1/T_0) = \frac{1}{T_{n3}} \left[ \int_{t_1}^{T_0/4} \sin(2\pi t/T_0) dt - \left( \frac{T_0}{4} - t_1 \right) \sin(2\pi t_1/T_0) \right] \quad (7.56)$$

Eine numerische Auswertung von (7.56) ist ebenfalls zusammen mit entsprechenden Meßwerten von einem Versuchsaufbau in Bild 51 dargestellt.

Auf gleiche Weise läßt sich das Verhalten eines Steuergrößenerzeugers ermitteln, bei dem eine nichtlineare Glättung mit dem Verfahren zur Bestimmung des quadratischen Mittelwerts kombiniert ist (Bild 49 (c) und (d)).

Die Bild 50 entsprechende Flächenbetrachtung hat dann an dem Signal  $u_1(t) = \sin^2(2\pi t/T_0)$  zu erfolgen. Die Ergebnisse für diese Varianten sind ebenfalls zusammen mit Meßwerten in Bild 51 dargestellt.

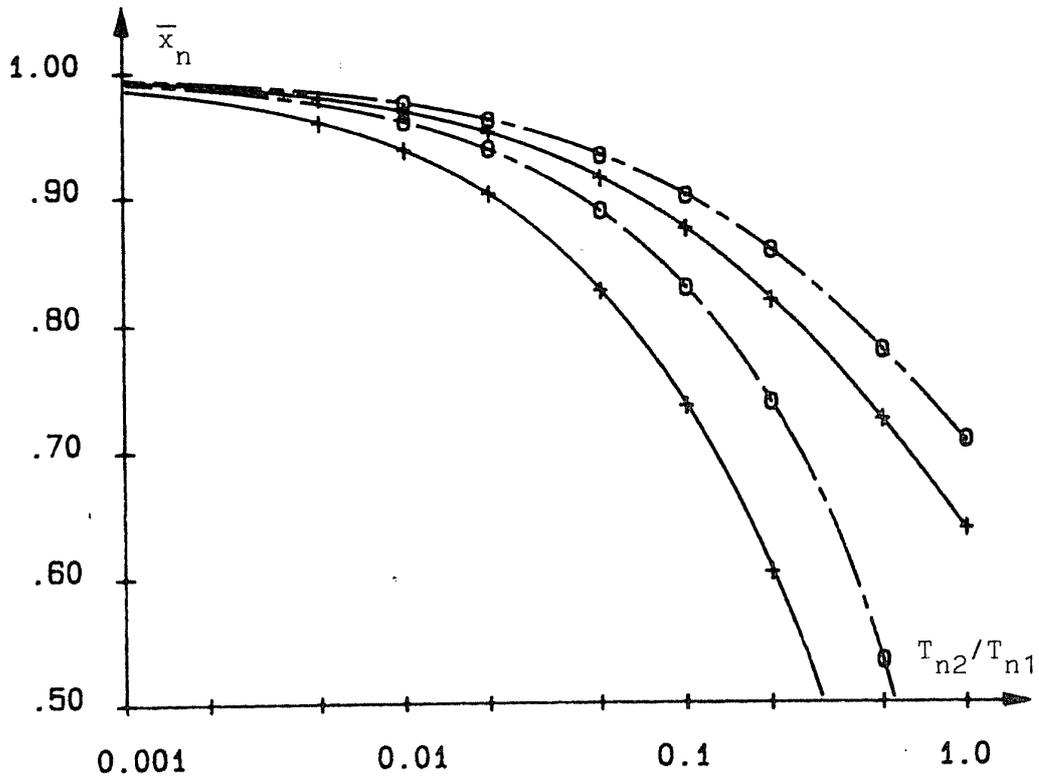


Bild 51

Berechnete und gemessene Ausgangsgrößen  $\bar{x}_n$  von Steuergrößenerzeugern entsprechend Bild 49 in Abhängigkeit vom Verhältnis der Zeitkonstanten  $T_{n2}/T_{n1}$  bei einem sinusförmigen Eingangssignal  $x(t) = \sin(2\pi t/T_0)$ . ( $T_{n1} \gg T_0$ )

- + + + untere Kurve : Bild 49 (a)
- obere Kurve : Bild 49 (b)
- o o o untere Kurve : Bild 49 (c)
- obere Kurve : Bild 49 (d)

Neben der Untersuchung mit Hilfe determinierter Signale ist es noch erforderlich, die Reaktion der nichtlinearen Glättung auf stochastische Signale zu untersuchen.

Ein sowohl für eine mathematische als auch für eine meßtechnische Betrachtung geeignetes Signal ist eine Musterfunktion eines stationären ergodischen Rauschprozesses mit Gauß'scher Verteilungsdichte. Für einen zentrierten Prozeß mit der Varianz  $\sigma^2$  lautet diese :

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp(-x^2/2\sigma^2) \quad (7.57)$$

Das jeweils zu erwartende Ausgangssignal eines Steuergrößenerzeugers mit nichtlinearer Glättung läßt sich aufgrund der gleichen Überlegungen ableiten, die zu der Darstellung in Bild 50 geführt haben. Da aber bei einem stochastischen Signal der exakte Kurvenverlauf nicht bekannt ist, kann eine direkte Flächenbestimmung oberhalb und unterhalb des Kurvenverlaufs entsprechend (7.55) oder (7.56) nicht erfolgen.

Mit der Verteilungsdichte  $p(x)$  (7.57) für ein Signal  $x(t)$  ist aber auch die Verteilung  $P(x)$  gegeben, die angibt, mit welcher Wahrscheinlichkeit das Signal kleiner ist als der Wert  $x$ . Das bedeutet auch, daß  $P(x_1)$  ein Maß für die auf die Gesamtdauer bezogene Zeitdauer ist, während der das Signal unterhalb des Wertes  $x_1$  liegt. Des weiteren ist  $P(x_1)$  auch ein Maß für die Summe der Längen der Streckenstücke, die der Signalverlauf durch Überschreiten bzw. Unterschreiten aus der Horizontalen bei  $x = x_1$  herauschneidet.

Integriert man die Summe dieser Streckenstücke über einen Wertebereich von  $x$ , so erhält man ein Maß für die gesamte durch den Signalverlauf und durch eine Horizontale umschlossene Fläche. Damit werden dann Ausdrücke ähnlich (7.55) oder (7.56) möglich.

Bei einem Signal mit der Verteilungsdichte (7.57) erhält man für die Verteilung  $P(|x| < x_1)$  des Betragssignals :

$$P(|x| < x_1) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{x_1/\sigma} \exp(-z^2/2) dz = \phi\left(\frac{x_1}{\sigma}\right) \quad (7.58)$$

Dies ist das 'Fehlerintegral'  $\phi$ , das in tabellierter Form vorliegt /17/.

Stellt man die oberhalb bzw. unterhalb eines konstanten Wertes  $\bar{x}_n$  liegenden und durch den Signalverlauf begrenzten Flächen, jeweils bewertet mit den Auflade- bzw. Entladezeitkonstanten, gegenüber, so erhält man eine (7.55) entsprechende Darstellung der Abhängigkeit zwischen  $\bar{x}_n$  und  $T_{n2}/T_{n1}$  für eine Schaltung entsprechend Bild 49 (b) und für ein Signal mit Gauß'scher Verteilungsdichte:

$$\frac{1}{T_{n2}} \int_{\bar{x}_n}^{\infty} (1 - \phi(\frac{x}{\sigma})) dx = \frac{1}{T_{n1}} \int_0^{\bar{x}_n} \phi(\frac{x}{\sigma}) dx \quad (7.59)$$

Dieser Ansatz geht ebenfalls von der Annahme aus, daß die Steuergröße  $\bar{x}_n$  praktisch konstant ist. Es ist daher zusätzlich zu untersuchen, unter welchen Bedingungen dies bei einem stochastischen Signal zutrifft.

Nach /9/ ist für ein stationäres Gauß'sches Rauschsignal, dessen Spektraldichte bei einer Frequenz  $f_0$  ideal tiefpaßbegrenzt ist, die mittlere Anzahl der Überschreitungen eines Signalwertes  $x_1$  in der Zeiteinheit gegeben durch :

$$\bar{n}_{x_1} = \frac{2 f_0}{\sqrt{3}} \exp(-x_1^2/2 \sigma^2) \quad (7.60)$$

Für das Betragssignal  $|x(t)|$  ist die Zahl der Überschreitungen doppelt so groß. Damit erhält man zusammen mit (7.58) eine Angabe für die mittlere Verweildauer des Betragssignals  $|x(t)|$  unterhalb des Wertes  $x = x_1$ :

$$\bar{t}(|x| < x_1) = \frac{\sqrt{3} \phi(x_1/\sigma)}{4 f_0 \exp(-x_1^2/2 \sigma^2)} \quad (7.61)$$

Für eine obere Grenzfrequenz  $f_0 = 20$  kHz und für z. B. einen Signalwert  $x_1 = 2 \sigma$  ergibt sich so eine mittlere Verweildauer des Signals unterhalb von  $x_1$  und damit eine mittlere Dauer eines Entladevorgangs zu etwa 0,15 ms. Die mittlere Verweildauer oberhalb des Wertes  $x_1$  und damit die mittlere Dauer eines Aufladevorgangs erhält man, wenn man in (7.61)  $\phi$  durch  $1 - \phi$  ersetzt. Für das obige Zahlenbeispiel ergibt sich diese zu etwa 0,15  $\mu$ s.

Damit die Ausgangsgröße der nichtlinearen Glättungsschaltung praktisch konstant bleibt, müssen die beiden Zeitkonstanten  $T_{n1}$  und  $T_{n2}$  jeweils groß gegen die oben bestimmten Werte der mittleren Verweildauern sein. Dies ist bei den aufgrund der bisherigen Überlegungen zum Einschwing- und Ausklingverhalten zu erwartenden Zeitkonstanten sicher der Fall.

Die numerische Auswertung von (7.59) ist in Bild 52 dargestellt. Zusätzlich sind Meßwerte eingetragen, die an einer Meßschaltung entsprechend Bild 49 (b) ermittelt worden sind.

Auf ganz entsprechende Weise gelangt man zu Darstellungen für eine nichtlineare Glättung entsprechend Bild 49 (a) und für den Fall, daß eine Schaltung zur Bestimmung des quadratischen Mittelwerts mit einer nichtlinearen Glättungsschaltung kombiniert wird (Bild 49 (c) und (d)).

Diese weiteren Ergebnisse sind ebenfalls in Bild 52 dargestellt.

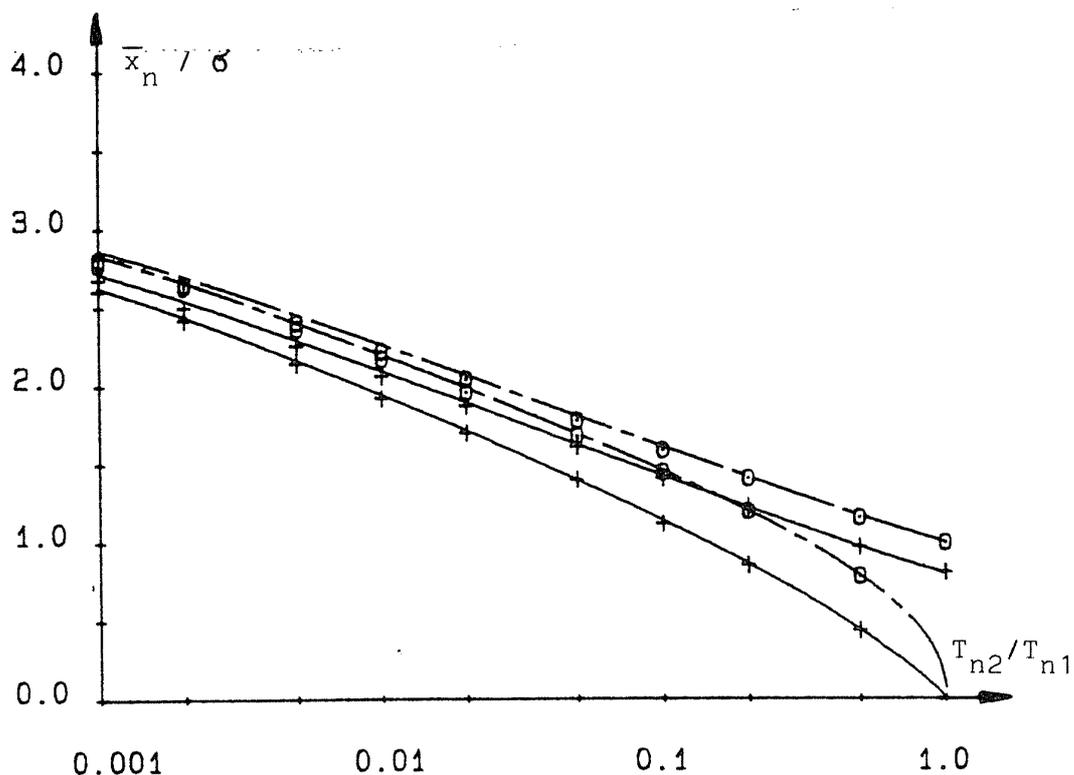


Bild 52

Berechnete und gemessene Ausgangsgrößen  $\bar{x}_n$  von Steuergrößenerzeugern entsprechend Bild 49 in Abhängigkeit vom Verhältnis der Zeitkonstanten  $T_{n2} / T_{n1}$  bei einem Rauschsignal mit Gauß'scher Verteilungsdichte (7.57).

- + + + untere Kurve : Bild 49 (a)
- obere Kurve : Bild 49 (b)
- o o o untere Kurve : Bild 49 (c)
- obere Kurve : Bild 49 (d)

Rauschen mit Gauß'scher Verteilungsdichte läßt sich leicht erzeugen und für meßtechnische Zwecke einsetzen. Es wird daher häufig als stochastisches Testsignal verwendet. Tatsächliche Musik- oder Sprachsignale haben aber keine Gauß'sche Verteilungsdichte. Sie sind besser als stochastische Signale mit Laplace-Verteilungsdichte zu beschreiben /49, 79/:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2} \sigma} \exp(-\sqrt{2} |x|/\sigma) \quad (7.62)$$

Mit der schon beschriebenen Vorgehensweise wurde auch für ein durch diese Verteilung gekennzeichnetes Signal das bei einem Steuergrößenerzeuger mit nichtlinearer Glättung zu erwartende Ausgangssignal berechnet.

Die Ergebnisse dieser Berechnungen sind in Bild 53 dargestellt.

Anhand der Darstellungen in den Bildern 51, 52 und 53 kann nun das Verhalten eines Steuergrößenerzeugers mit nichtlinearer Glättung bei stationären determinierten und stochastischen Signalen beurteilt werden.

Bei einem sinusförmigen Eingangssignal ist für kleine Werte des Zeitkonstantenverhältnisses  $T_{n2}/T_{n1}$  kaum ein Unterschied zwischen den vier Varianten zu verzeichnen. Alle Schaltungen in Bild 49 liefern als Steuergröße  $\bar{x}_n$  praktisch den Spitzenwert des Eingangssignals und damit die gesuchte Näherung des Wertes der Hüllkurve  $c_x$ .

Für größere Werte von  $T_{n2}/T_{n1}$  nehmen die Unterschiede zu, das Ergebnis bleibt aber eine der Hüllkurve des sinusförmigen Eingangssignals proportionale Größe, die jeweils mit einem aus Bild 49 ablesbaren Faktor korrigierbar ist.

Für den Fall  $T_{n1} = T_{n2}$  (d. h. für  $R_2 \rightarrow \infty$ ) entartet die Glättungsschaltung in Bild 49 (b) und (d) zu einem Tiefpaß 1. Grades. Die für  $\bar{x}_n$  ermittelten Werte entsprechen dann sowohl für determinierte als auch für stochastische Eingangssignale den Ergebnissen aus (7.11) bzw. (7.12).

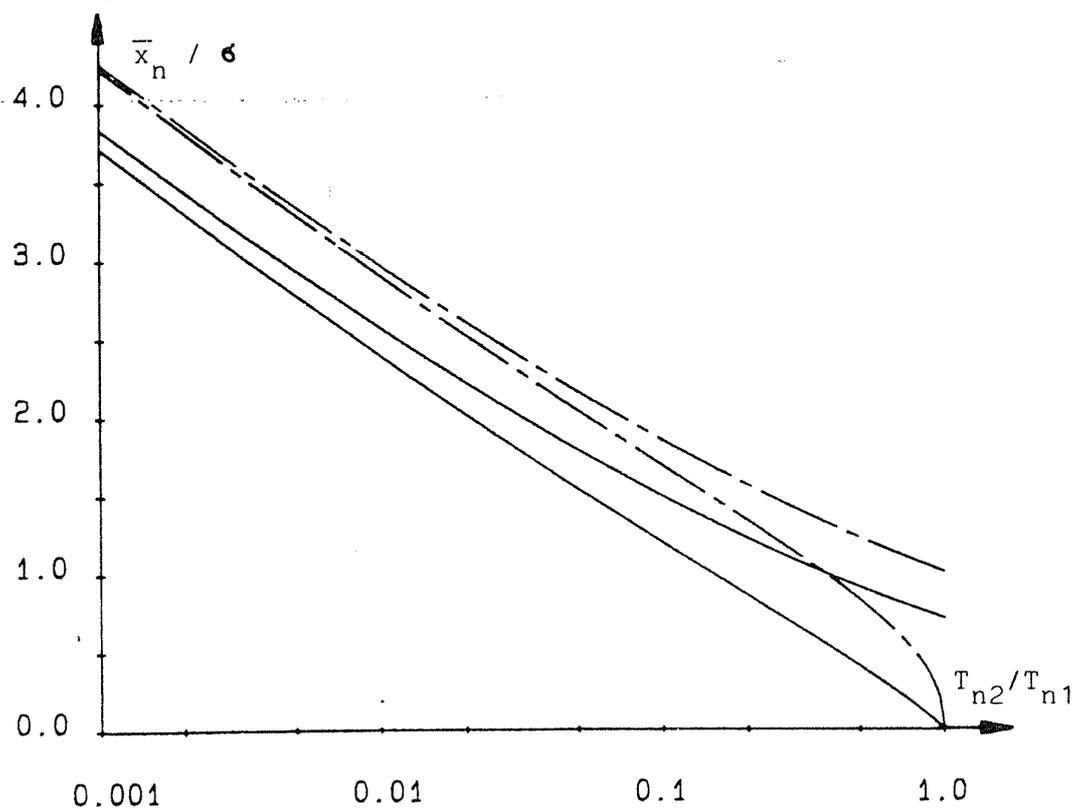


Bild 53

Berechnete Ausgangsgrößen  $\bar{x}_n$  von Steuergrößenerzeugern entsprechend Bild 49 in Abhängigkeit vom Verhältnis der Zeitkonstanten  $T_{n2}/T_{n1}$  bei einem Rauschsignal mit exponentieller Verteilungsdichte (7.62).

- untere Kurve : Bild 49 (a)
- obere Kurve : Bild 49 (b)
- - - untere Kurve : Bild 49 (c)
- - - obere Kurve : Bild 49 (d)

Die Glättungsschaltung in Bild 49 (a) und (c) ist für  $R_2 \rightarrow \infty$  nicht verwendbar, da sie kein oder nur ein sehr geringes Ausgangssignal liefert.

Bei einer Verminderung des Verhältnisses der beiden Zeitkonstanten  $T_{n2}/T_{n1}$  erhält man bei stochastischen Eingangssignalen allgemein einen höheren Wert für die Steuergröße  $\bar{x}_n$  (Bilder 52 und 53).

Dieser Anstieg ist aber größer als die nach Bild 51 für Sinussignale erforderliche Korrektur des Ergebnisses. Daher wird bei dieser Version der Steuergrößengewinnung bei einem realen, mehr einem stochastischen als einem Sinussignal entsprechenden Nutzsinal im Mittel ein höherer Wert für die Größe  $\bar{x}$  resultieren.

Der Gewinn  $G_{SK}$  eines Silbenkompaners nach dem Potenzgesetz nimmt ab, wenn unter sonst unveränderten Bedingungen die Steuergröße  $\bar{x}$  vergrößert wird (6.35). Der 'Preis' für die getrennte Einstellbarkeit von Einschwing- und Ausklingverhalten liegt also offenbar in einer Verminderung des zu erwartenden Kompanergewinns.

### 7.5.2 Einschwing- und Ausklingverhalten

Das Einschwingverhalten eines Steuergrößenerzeugers mit nichtlinearer Glättung nach Bild 49 unterscheidet sich nicht von dem Einschwingverhalten bei Verwendung eines Tiefpasses vom Grad 1, wobei allerdings die Zeitkonstante  $T_{n2}$  des Einschwingens unabhängig von den anderen Eigenschaften gewählt werden kann.

Das Ausklingverhalten weicht etwas von dem Verhalten bei Verwendung eines Tiefpasses vom Grad 1 ab. Zur Verdeutlichung ist in Bild 56 und Bild 57 das Ausklingverhalten von Steuergrößenerzeugern mit nichtlinearen Glättungsschaltungen nach Bild 49 (a) und (b) für ein Signal dargestellt, dessen Hüllkurve durch (7.63) gegeben ist.

$$c_x(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t < 0 \\ c_1 < 1 & \text{für } t \geq 0 \end{cases} \quad (7.63)$$

Bei der Schaltung (a) in Bild 49 sind Eingangssignal und Ausgangssignal völlig entkoppelt, solange  $u_2 < u_1$  ist. Die Folge ist, daß der Ausklingvorgang unabhängig von der Höhe der Verminderung des Eingangssignals stets gleich mit der Zeitkonstanten  $T_{n1}$  verläuft bis der Zustand  $u_2 = u_1$  erreicht ist.

Das Ausgangssignal des Steuergrößenerzeugers lautet dann:

$$\bar{x}_n(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t < 0 \\ \max(c_1, e^{-t/T_{n1}}) & \text{für } t \geq 0 \\ c_1 & \text{für } t \rightarrow \infty \end{cases} \quad (7.64)$$

Dies ist in Bild 54 für verschiedene Werte von  $c_1$  dargestellt.

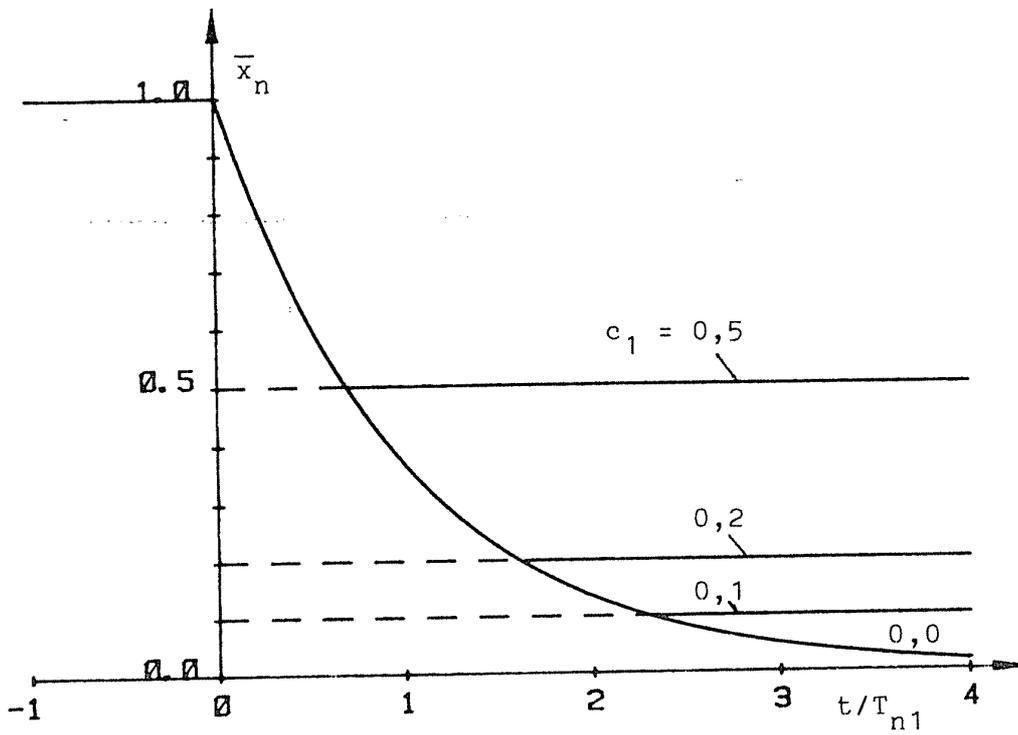


Bild 54

Ausklingverhalten der nichtlinearen Glättungsschaltung (a) in Bild 49

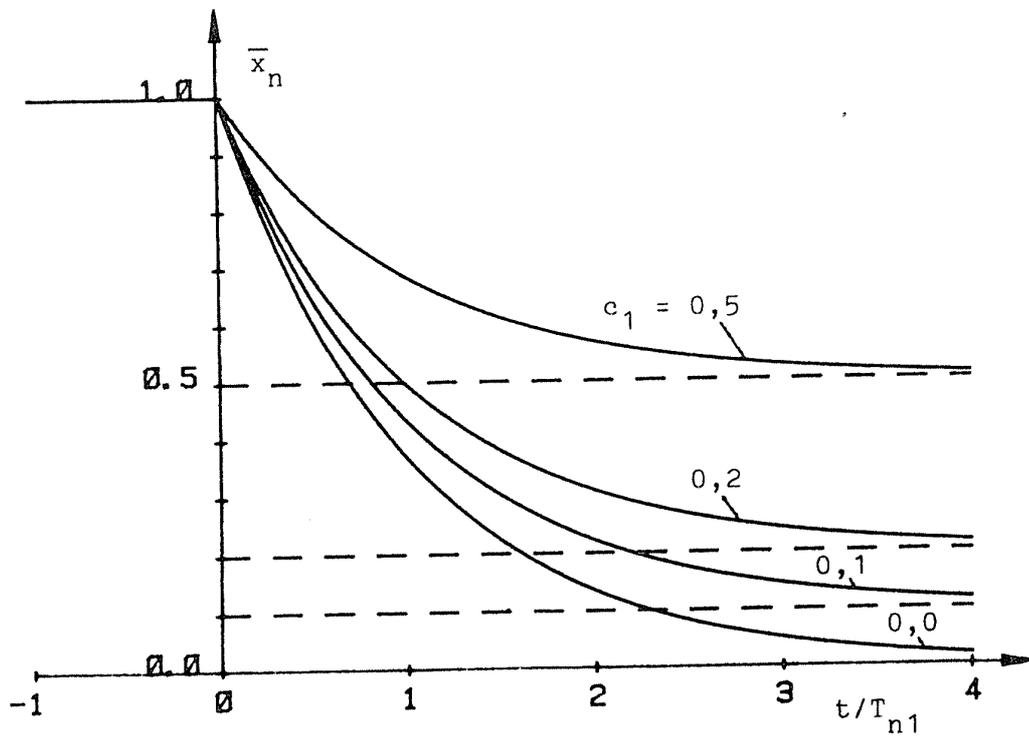


Bild 55

Ausklingverhalten der nichtlinearen Glättungsschaltung (b) in Bild 49

Die Schaltung (b) in Bild 49 verhält sich bei einer Signalverminderung wie in (7.63) wie ein Tiefpaß 1. Grades mit der Zeitkonstanten  $T_{n1}$ . Die resultierende Steuergröße lautet daher in diesem Fall :

$$\bar{x}_n(t) = \begin{cases} 1 & \text{für } t < 0 \\ c_1 + (1-c_1) e^{-t/T_{n1}} & \text{für } t \geq 0 \end{cases} \quad (7.65)$$

Dieses Ausklingverhalten ist in Bild 55 dargestellt. Beim Vergleich der beiden Versionen der nichtlinearen Glättung zeigt sich, daß das Ausklingen der Schaltung (b) stets ein exponentieller Verlauf mit der Zeitkonstanten  $T_{n1}$  ist. Demgegenüber ist die absolute Dauer des Ausklings der Schaltung (a) abhängig von der Höhe der Verminderung des Eingangssignals, sie wird kürzer bei geringerer Abnahme des Signals. Vergleicht man die Darstellungen in den Bildern 54 und 55 mit dem Verlauf der Nachverdeckung in Bild 13, so scheint die Schaltung (b) besser an das Verhalten des Gehörs angepaßt zu sein. Es kann sich jedoch als Vorteil der Schaltung (a) erweisen, daß bei gegebener Ausklingzeitkonstante  $T_{n1}$  die Gesamtdauer des Ausklings je nach Höhe der Signalverminderung kürzer ist als bei der Schaltung (b).

### 7.5.3 Nichtlineare Verzerrungen

Einschwing- und Ausklingverhalten können bei nichtlinearer Glättung durch getrennte Wahl der Zeitkonstanten  $T_{n1}$  und  $T_{n2}$  optimal eingestellt werden. Es ist jedoch noch der Einfluß dieser Zeitkonstanten auf die Höhe der restlichen nichtlinearen Verzerrungen zu untersuchen.

Dies soll für die vier in Bild 49 dargestellten möglichen Kombinationen aus den Schaltungen zur Ermittlung des Betrags- und des quadratischen Mittelwerts in Bild 33 und den zwei vorgestellten Varianten von nichtlinearen Glättungsschaltungen erfolgen.

#### a) Steuergrößenerzeuger mit nichtlinearer Glättung nach Bild 49 (a)

Der bei dieser Anordnung auftretende Ausklingvorgang ist durch (7.64) gegeben. Bei einem sinusförmigen Signal nimmt  $\bar{x}$  bei kleinem Verhältnis  $T_{n2}/T_{n1}$  entsprechend Bild 51 praktisch den Spitzenwert des Signals an. Zwischen den Maxima der Sinusfunktion findet dann aber eine Entladung entsprechend (7.64) statt.

Nach einem Vorschlag in /84/ läßt sich dieser Entladevorgang und die bei jedem Maximum der  $|\sin|$ -Funktion stattfindende Wiederaufladung durch eine Sägezahnkurve annähern (Kurve b in Bild 56).

Diese Sägezahnkurve hat bei einem Eingangssignal  $x(t) = \cos(2\pi f_0 t)$  eine der doppelten Signalfrequenz entsprechende Periode  $1/2f_0$  und eine Amplitude, die sich aus (7.64) für den Zeitpunkt  $t = 1/2f_0$  ergibt.

Damit ist eine Näherungsdarstellung für  $\bar{x}_n$  möglich, die sich als Fourier-Reihenzerlegung der Sägezahnkurve schreiben läßt :

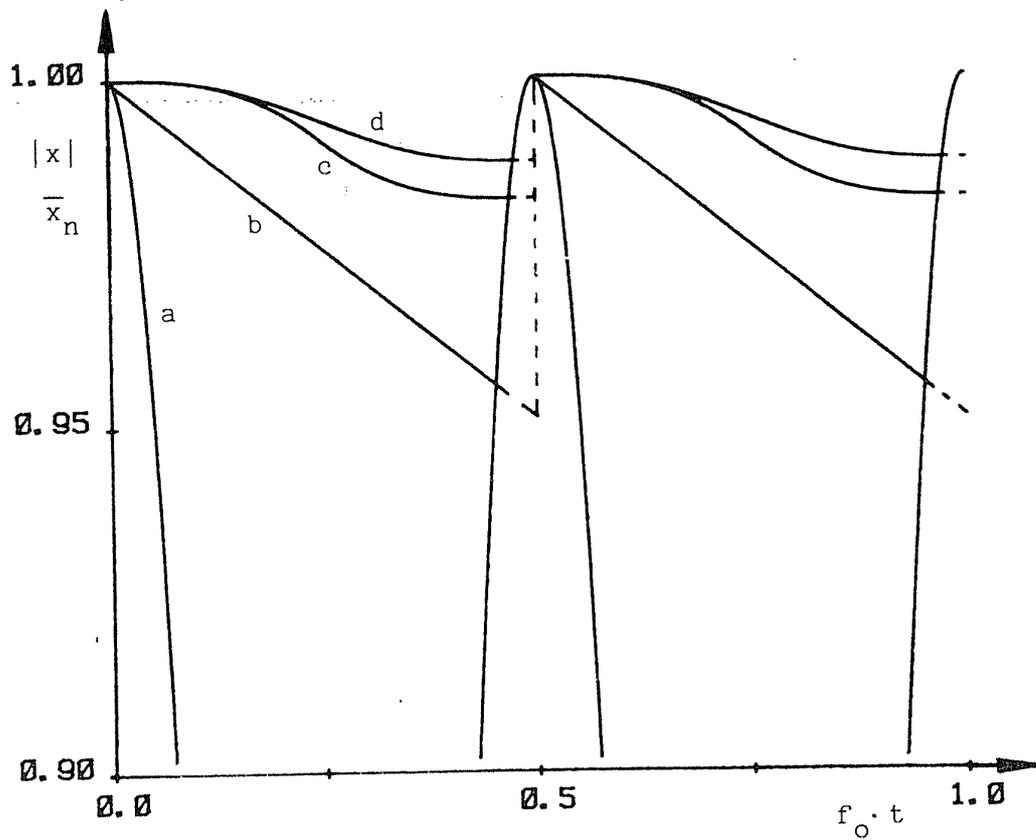


Bild 56

Ausgangssignal  $\bar{x}_n$  eines Steuergrößenerzeugers mit nichtlinearer Glättung bei  $T_{n2} \ll T_{n1}$  und bei einem Eingangssignal  $x(t) = \cos(2\pi f_0 t)$  mit  $f_0 \cdot T_1 = 10$ .

a: Eingangssignal  $|x(t)|$ ,

Ausgangssignale einer Schaltung mit

b: nichtlinearer Glättung nach Bild 49 (a),

c: nichtlinearer Glättung nach Bild 49 (b),

d: nichtlinearer Glättung nach Bild 49 (d)

gestrichelt: für die Näherungen benutzte Verläufe

$$\bar{x}_n = 1 - \frac{1}{2} (1 - e^{-1/2 f_0 T_{n1}}) \quad (7.66)$$

$$- \frac{1 - e^{-1/2 f_0 T_{n1}}}{\pi} \left[ \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{1} + \frac{\sin(8\pi f_0 t)}{2} + \dots \right]$$

Hieraus lassen sich die restlichen nichtlinearen Verzerrungen abschätzen, indem zunächst der größte oszillierende Anteil  $\bar{x}_{n\sim}$  mit der doppelten Signalfrequenz in (7.66) auf den konstanten Anteil  $\bar{x}_{n=}$  bezogen wird. Zur Vereinfachung kann der Wert des konstanten Anteils bei genügend großem  $f_0 \cdot T_{n1}$  zu eins angenommen werden. Ersetzt man gleichzeitig die Exponentialfunktion durch eine nach dem zweiten Reihenglied abgebrochene Potenzreihenentwicklung, so erhält man :

$$\bar{x}_{n\sim} / \bar{x}_{n=} = \frac{\sin(4\pi f_0 t)}{2 \pi f_0 T_{n1}} \quad (7.67)$$

Dieser oszillierende Anteil in  $\bar{x}_n$  mit der doppelten Signalfrequenz führt entsprechend (7.40) zu einem Anteil mit dreifacher Signalfrequenz im Ausgangssignal eines Kompressors. Der kubische Klirrfaktor  $k_3$  ergibt sich in diesem Fall für einen Silbenkompressor nach dem Potenzgesetz entsprechend (7.41) zu :

$$k_{3n(a)} = \frac{(1 - \alpha)}{4 \pi f_0 T_{n1}} \quad (7.68)$$

Beschreibt man den Ausklingvorgang ebenfalls durch die Ausklingzeitkonstante  $T_d$  entsprechend (7.29), so erhält man für diesen aus dem Betragsmittelwert abgeleiteten Steuergrößenerzeuger eine (7.42) entsprechende Abschätzung des kubischen Klirrfaktors :

$$k_{3n(a)} = \frac{1}{4 \pi f_o T_d} \quad (7.69)$$

Aus (7.66) ist zu ersehen, daß der oszillierende Anteil der Steuergröße mit der vierfachen Signalfrequenz noch die halbe Amplitude des Anteils mit der doppelten Signalfrequenz aufweist. Es ist demnach bei Verwendung dieses Steuergrößenerzeugers mit nicht zu vernachlässigenden nichtlinearen Verzerrungen höherer Ordnung zu rechnen.

b) Steuergrößenerzeuger mit nichtlinearer Glättung nach Bild 49 (c)

Verwendet man die nichtlineare Glättung in einem ursprünglich zur Bestimmung des quadratischen Mittelwerts ausgelegten Steuergrößenerzeuger, so ist außer der Quadrierung des Eingangssignals noch die der Glättung folgende Bildung der Quadratwurzel zu berücksichtigen.

Die Verwendung des quadrierten Signals ändert nichts am Auf- und Entladevorgang der Glättungsschaltung. Das Ausgangssignal der Glättungsschaltung (Kurve b in Bild 56) kann durch die gleiche Sägezahnkurve (7.66) angenähert werden.

Die folgende Quadratwurzel kann wegen der relativen Kleinheit von  $\bar{x}_n$  näherungsweise dargestellt werden und man erhält anstelle von (7.67) :

$$\bar{x}_n \sim / \bar{x}_n = \frac{\sin(4\pi f_o t)}{4 \pi f_o T_{n1}} \quad (7.70)$$

Hieraus erhält man ebenfalls eine Beziehung zur Abschätzung des kubischen Klirrfaktors, die bei Verwendung der Ausklingzeitkonstanten  $T_d$  entsprechend (7.29) und mit  $\nu = 2$  lautet :

$$k_{3n(b)} = \frac{1}{4 \pi f_0 T_d} \quad (7.71)$$

Wenn also die Zeitkonstante  $T_{n1}$  der nichtlinearen Glättung entsprechend (7.29) aus einer gewünschten Ausklingzeitkonstanten  $T_d$  abgeleitet wird, ergibt sich für diese Version eines Steuergrößenerzeugers kein Unterschied im Klirrverhalten zu der Version (a).

c) Steuergrößenerzeuger mit nichtlinearer Glättung nach Bild 49 (b)

Für ein periodisches Eingangssignal  $x(t) = \cos(2\pi f_0 t)$  verhält sich die Schaltung (b) in Bild 49 für die Dauer eines Entladevorgangs, d.h. für  $0 < t < 1/2f_0$  wie ein Tiefpaß 1. Grades. Das Ausgangssignal  $\bar{x}_n$  kann daher aus dem folgenden Faltungsintegral bestimmt werden :

$$\bar{x}_n = 1 - \frac{1}{T_{n1}} \int_0^t (1 - |\cos(2\pi f_0 \tau)|) e^{-(t-\tau)/T_{n1}} d\tau \quad (7.72)$$

Dieses Integral wurde zunächst numerisch ausgewertet und für  $f_0 T_{n1} = 10$  als Kurve c in Bild 56 dargestellt. Beim Vergleich der Kurven b und c in Bild 56 fällt zunächst auf, daß der oszillierende Anteil in  $\bar{x}_n$  bei der Kurve c geringer ist. Demzufolge werden auch die Signalverzerrungen bei dieser Form der nichtlinearen Glättung geringer sein.

Während die Kurve b durch eine Sägezahnkurve angenähert werden konnte, bietet sich für die Kurve c die Darstellung durch eine cos - Kurve an, die ihrerseits ebenfalls wieder durch eine unendliche Reihe dargestellt werden kann.

Die Amplitude dieser Kurve läßt sich abschätzen, indem man den Ausdruck  $|\cos(2\pi f_0 t)|$  im Integral (7.72) durch die unendliche Reihe ersetzt, in die er entwickelt werden kann. Die Auswertung des Integrals für  $t = 1/2f_0$  zeigt dann, daß das zweite Reihenglied für  $f_0 \cdot T_{n1} = 1$  nur etwa 3% beiträgt. Für eine Abschätzung kann daher die Reihe hinter dem ersten Glied abgebrochen werden. Man erhält so für den Zeitpunkt  $t = 1/2f_0$ :

$$\bar{x}_n(t=\frac{1}{2f_0}) \approx 1 - \frac{\pi - 2}{\pi} (1 - e^{-1/2f_0 T_{n1}}) \quad (7.73)$$

Mit dieser Abschätzung der Amplitude und mit der Reihenentwicklung für die Funktion  $x = \cos(2\pi f_0 t)$  für den Zeitraum  $0 < t < 1/2f_0$  erhält man schließlich eine Reihenentwicklung für die Kurve c in Bild 56 :

$$\bar{x}_n(t) \approx 1 + \left[ \frac{\pi - 2}{2\pi} (1 - e^{-1/2f_0 T_{n1}}) \right. \\ \left. \cdot \left[ -\frac{1}{2} + \frac{4}{\pi} \left( \frac{2 \sin(4\pi f_0 t)}{1 \cdot 3} + \frac{4 \sin(6\pi f_0 t)}{3 \cdot 5} + \dots \right) \right] \right] \quad (7.74)$$

Nimmt man wieder den Wert des konstanten Anteils in  $\bar{x}_n$  zu eins an und ersetzt die Exponentialfunktion durch die ersten zwei Glieder einer Reihenentwicklung, so erhält man als Abschätzung für das Verhältnis des oszillierenden Anteils mit der doppelten Signalfrequenz zu dem konstanten Anteil :

$$\frac{\bar{x}_{n2}}{\bar{x}_{n1}} = \frac{2 (\pi - 2) \sin(4\pi f_0 t)}{3 \pi^2 f_0 T_{n1}} \quad (7.75)$$

Der oszillierende Anteil mit der doppelten Signalfrequenz führt wieder entsprechend (7.40) zu einem halb so großen Signalanteil mit der dreifachen Signalfrequenz. Ersetzt man wieder die Zeitkonstante  $T_{n1}$  entsprechend (7.29) durch die Ausklingzeitkonstante  $T_d$ , so erhält man folgende Abschätzung für den kubischen Klirrfaktor :

$$k_{3n(c)} = \frac{1}{8,25 \pi f_0 T_d} \quad (7.76)$$

In diesem Fall ist also der zu erwartende kubische Klirrfaktor nur etwa halb so groß wie bei Verwendung der nichtlinearen Glättung nach Bild 49 (a). Vergleicht man ferner noch die beiden Reihenentwicklungen (7.66) und (7.74), so erkennt man, daß die zu erwartenden nichtlinearen Verzerrungen höherer Ordnung in (7.74) mit höherer Ordnungszahl schneller abnehmen als in (7.66).

d) Steuergrößenerzeuger mit nichtlinearer Glättung nach Bild 49 (d)

Bei einem Eingangssignal  $x(t) = \cos(2\pi f t)$  liegt in diesem Falle am Eingang der nichtlinearen Glättungsschaltung das Signal  $x^2(t)$  an. Das Ausgangssignal der Glättungsschaltung erhält man im Zeitraum  $0 < t < 1/2f$  ebenfalls aus einem Faltungsintegral :

$$(\bar{x}_n)^2 = 1 - \frac{1}{T_{n1}} \int_0^t (1 - \cos^2(2\pi f_o \tau)) e^{-(t-\tau)/T_{n1}} d\tau \quad (7.77)$$

Dieses Integral wurde numerisch ausgewertet und nach Bildung der Quadratwurzel als Kurve d in Bild 56 dargestellt. Hier bietet sich ebenfalls die Annäherung durch eine cos - Kurve an.

Bei entsprechendem Vorgehen wie im Fall c) erhält man dann über eine Reihendarstellung für das Ausgangssignal des Steuergrößen-erzeugers in schon bekannter Weise eine Abschätzung für das Verhältnis des oszillierenden Anteils mit der doppelten Signal-frequenz zum konstanten Anteil :

$$\bar{x}_{n\sim} / \bar{x}_{n=} \approx \frac{\sin(4\pi f_o t)}{3 \cdot \pi} (1 - e^{-1/2 f_o T_{n1}}) \quad (7.78)$$

Schließlich ergibt sich daraus in ebenfalls schon bekannter Weise eine Abschätzung des zu erwartenden kubischen Klirrfaktors :

$$k_{3n(d)} \approx \frac{1}{6 \pi f_o T_d} \quad (7.79)$$

Diese Ausführung eines Steuergrößen-erzeugers führt demnach zu einem gegenüber (7.76) leicht erhöhten Klirrfaktor.

#### 7.5.4 Ergebnis

Die zur Beurteilung der Steuergrößenerzeugung mit nichtlinearer Glättung erforderlichen Zusammenhänge liegen nunmehr vor.

Zunächst ist festzuhalten, daß durch die mögliche getrennte Wahl der Zeitkonstante  $T_{n2}$  das Einschwingverhalten tatsächlich unabhängig vom Ausklingverhalten optimal auf die zu erwartenden Nutzsignale abgestimmt werden kann.

An dem grundsätzlichen Zusammenhang zwischen Ausklingverhalten und kubischem Klirrfaktor  $k_3$  ändert sich nichts, und der Zusammenhang zwischen der Ausklingzeitkonstanten  $T_{n1}$  der Glättungsschaltung und der Ausklingzeitkonstanten  $T_d$  des Komponders wird ebenfalls wie beim Tiefpaß 1. Grades durch (7.29) beschrieben.

Bei der Anwendung der nichtlinearen Glättung treten aber auch Ergebnisse auf, die im Vergleich zur Glättung mit Tiefpaß 1. Grades u. U. als Nachteil gewertet werden müssen.

Einerseits kann nämlich die Steuergröße  $\bar{x}_n$  im Mittel einen höheren Wert annehmen, was zu einem verminderten Kompondierungsgewinn führt. Andererseits treten höhere nichtlineare Verzerrungen auf.

Bei der Schaltung nach Bild 49 (a) erhöht sich der kubische Klirrfaktor im Vergleich zur Glättung mit Tiefpaß 1. Grades um den Faktor 3, wie der Vergleich zwischen (7.42) und (7.69) zeigt. Zusätzlich erhöhen sich die Klirrranteile höherer Ordnung, wie man aus dem Vergleich der Reihenentwicklungen (7.34) und (7.66) sehen kann.

Die Schaltung nach Bild 49 (c) verhält sich hinsichtlich der nichtlinearen Verzerrungen wie die Schaltung (a).

Bei der Schaltung nach Bild 49 (b) fällt die Verschlechterung der Eigenschaften gegenüber der Glättung mit Tiefpaß 1. Grades geringer aus, der kubische Klirrfaktor (7.76) nimmt etwa den 1,5-fachen Wert von (7.42) an.

Die Klirrranteile höherer Ordnung steigen ebenfalls nicht so stark an, wie man aus dem Vergleich der Reihenentwicklungen (7.66) und (7.74) ersehen kann.

Noch geringer ist der Unterschied zwischen dem Klirrverhalten (7.79) der Schaltung nach Bild 49 (d) und dem der entsprechenden Schaltung mit Glättung durch einen Tiefpaß 1. Grades in Bild 33 (b) (7.43).

Die Kombination eines Steuergrößenerzeugers zur Bildung des quadratischen Mittelwerts ( $n=2$ ) mit einer nichtlinearen Glättung (Schaltungen (c) und (d) in Bild 49) bietet demnach offenbar nur geringe Vorteile gegenüber den beiden anderen Schaltungen, erfordert dafür aber höheren Aufwand. Daher können die Schaltungen (c) und (d) nicht als Steuergrößenerzeuger für einen Silbenkompander empfohlen werden.

Insgesamt ist der Schaltung nach Bild 49 (b) der Vorzug zu geben, weil diese bei gegebener Ausklingzeitkonstante  $T_d$  die geringsten nichtlinearen Verzerrungen liefert.

Daß die Schaltung nach Bild 49 (a) dennoch bekannter ist und häufiger verwendet wird, ist darin begründet, daß das darin enthaltene Ventilglied zusammen mit einer Phasenumkehrschaltung und einem weiteren Ventilglied gleichzeitig zur Bildung des Betrages des Eingangssignals verwendet werden kann (sogen. Zweiweggleichrichter). Eine weitere Aufwandsverminderung ist auch durch Verzicht auf die Betragsbildung möglich (sogen. Einweggleichrichter).

Störend bleibt jedoch auch bei den Steuergrößenerzeugern mit nichtlinearer Glättung, daß die für gerade noch akzeptable nichtlineare Verzerrungen bei tiefen Signalfrequenzen erforderliche Ausklingzeitkonstante  $T_d$  größer ist als die Zeitkonstante, mit der der Nachverdeckungseffekt des Gehörs beschrieben werden kann. Das Einschwingverhalten kann zwar mittels der nichtlinearen Glättung optimal gewählt werden, aber wenn am Ausgang des Expanders kein unverdecktes expandiertes Störsignal hörbar werden soll, dann müssen wie bei der Glättung mit Tiefpaß 1. Grades bei tiefen Signalfrequenzen erhöhte nichtlineare Verzerrungen in Kauf genommen werden.

Ebenso muß unverdecktes expandiertes Störsignal in Kauf genommen werden, wenn ein bestimmter Wert für die nichtlinearen Verzerrungen nicht überschritten werden soll.

## 7.6 weitere Verfahren

Bei der Untersuchung der bisher vorgestellten Steuergrößenerzeuger hat sich gezeigt, daß die Ausklingzeitkonstante im Interesse geringer nichtlinearer Verzerrungen größer sein muß als die Zeitkonstante der Nachverdeckung des Gehörs. Die Folge ist, daß entweder bei ausreichend geringen Verzerrungen nach Ablauf der Nachverdeckungszeit ein unverdecktes expandiertes Störsignal in Form von 'Geräuschfahnen' hörbar wird, oder daß zur Vermeidung dieser Geräuschfahnen bei den niedrigsten zu übertragenden Signalfrequenzen größere nichtlineare Verzerrungen in Kauf genommen werden müssen.

Einige Vorschläge zur Lösung dieses Problems sollen hier vorgestellt werden.

### 7.6.1 Frequenzbandaufteilung

Es ist nicht nur zur Lösung eines sich aus der Frequenzabhängigkeit der Verdeckung ergebenden Problems (siehe Kapitel 8) zweckmäßig, das zu übertragende Frequenzband in mehrere schmalere und einander überlappende Teil-Frequenzbänder aufzuteilen und die Signale innerhalb der Teil-Frequenzbänder jeweils einer getrennten Silbenkommandierung zu unterziehen.

Bei dieser Vorgehensweise kann man die Ausklingzeitkonstante des jedem Teil-Frequenzband zuzuordnenden Steuergrößenerzeugers jeweils so wählen, daß bei Signalen an der unteren Grenzfrequenz noch keine unzulässig hohen nichtlinearen Verzerrungen auftreten. Für die höherfrequenten Teil-Frequenzbänder können dann leicht Ausklingzeiten erreicht werden, die kleiner sind als die Nachverdeckungszeit des Gehörs.

Im untersten Teil-Frequenzband (z. B. 20Hz - 200Hz /43/) bleibt aber unverändert eine relativ große Ausklingzeitkonstante erforderlich.

Dies bedeutet, daß bei tiefen Signalfrequenzen die Hörbarkeit von expandiertem Störsignal am Ausgang des Expanders nach Ablauf der Nachverdeckungszeit in Kauf genommen wird. Wegen der insgesamt geringen Empfindlichkeit des Gehörs für tiefe Signalfrequenzen kann dies bei einer Reihe von Anwendungsfällen tolerierbar sein. Da die Anzahl der verwendeten Frequenzbänder aus Aufwandsgründen häufig doch recht gering gewählt wird (z. B. 4 in /33,43/), treten die Vorteile dieser Vorgehensweise nicht so deutlich zutage. Zur Optimierung des Verhaltens hinsichtlich Einschwingen, Ausklingen und der nichtlinearen Verzerrungen werden daher auch hier Steuergrößenerzeuger mit nichtlinearer Glättung verwendet /33,43,52/.

#### 7.6.2 . Zeitverzögerung des Nutzsignals

Eine zur Verbesserung des Einschwingverhaltens geeignete Maßnahme ist die Einführung einer Zeitverzögerung des Nutzsignals gegenüber der aus ihm gewonnenen Steuergröße um eine Zeit  $t_v > 0$ . Die Beschreibung eines Potenz-Silbenkompressors lautet dann anstelle von (7.1):

$$y(t) = \frac{F_K \left[ \bar{x} \right]}{\bar{x}} x(t-t_v) = (\bar{x})^{\alpha-1} x(t-t_v) \quad (7.80)$$

Die Steuergröße  $\bar{x}$  wird in bekannter Weise aus dem Signal  $x(t)$  gebildet. Steigt dieses z. B. entsprechend (7.14) stark an, so steigt auch  $\bar{x}$  entsprechend dem Einschwingverhalten des Steuergrößenerzeugers an. Entsprechend dem beispielsweise verwendeten Potenzgesetz vermindert sich damit die Größe  $\bar{x}^{\alpha-1}$ , mit der das um die Zeit  $t_v$  verzögerte Nutzsinal in (7.80) multipliziert wird. Infolge der Zeitverzögerung kann diese bereits ausreichend kleine Werte angenommen haben, wenn der Anstieg des Nutzsignals beginnt.

Bei einer ausreichend langen Verzögerung kann damit auch bei relativ großer Einschwingzeitkonstante ein Überschwingen des komprimierten Signals vermieden werden.

Für reine Kompressorschaltungen ist eine ausreichend lange Verzögerung stets realisierbar. Bei Kompantern ist jedoch zu beachten, daß ein Anstieg von  $\bar{x}$  eine Verminderung des Gewinns zur Folge hat. Am Ausgang des Expanders steigt das Störsignal an, ein verdeckendes Nutzsinal ist aber erst nach Ablauf der Verzögerungszeit vorhanden. Damit ist die zulässige Verzögerungszeit  $t_v$  auf die Größenordnung der Dauer des Vorverdeckungseffektes des Gehörs, d. h. auf etwa 1 ms, beschränkt.

Bei einem abrupten Signalende tritt ein weiterer störender Effekt auf:

Bei einer Verminderung des Nutzsinals vermindert sich auch die Steuergröße  $\bar{x}$  und entsprechend dem Kompressorgesetz steigt  $\bar{x}^{\alpha-1}$  an. Das, um  $t_v$  verzögerte Nutzsinal steht aber noch an und wird daher zunächst sogar noch vergrößert. Dies kann zu störenden Übersteuerungen des Übertragungskanals führen.

Zu beachten ist darüberhinaus, daß eine geeignete Steuergröße wegen der Zeitverzögerung nur aus dem Signal  $x(t)$  selber und nicht aus dem komprimierten Signal gewonnen werden kann. Daher ist ein solcher Silbenkompanter nur mit zusätzlicher Übertragung einer Hilfsgröße realisierbar.

### 7.7 Nichtlineare Glättung mit signalabhängiger Ausklingzeitkonstante

In den vorangegangenen Kapiteln ist erläutert worden, daß die Anpassung eines Steuergrößenerzeugers an das Nachverdeckungsverhalten des Gehörs eine relativ kleine Ausklingzeitkonstante erfordert, während kleine restliche nichtlineare Verzerrungen eine relativ große Ausklingzeitkonstante erfordern. Letztere ist aber nur während der Dauer eines Nutzsinals erforderlich.

Wenn es festzustellen gelingt, ob das Nutzsinal verschwunden ist oder über eine bestimmte Zeitdauer hinaus einen deutlich kleineren Wert angenommen hat, so kann der Ausklingvorgang beschleunigt werden, indem die Ausklingzeitkonstante durch eine geeignete Schaltvorrichtung vermindert wird.

Dies ist die Grundidee für den vom Verfasser entwickelten Steuergrößenerzeuger, bei dem alle wesentlichen Parameter getrennt wählbar sind, und der daher für Silbenkompaner geeignet ist, die hohe Qualitätsanforderungen erfüllen müssen.

Ein Blockschaltbild dieses Steuergößenerzeugers ist in Bild 57 gezeigt. Die Schaltung entspricht zunächst derjenigen in Bild 49 (a). Durch Hinzufügen eines retriggerbaren Monoflops mit der Haltezeit  $T_h$  und eines zweiten, schaltbaren Entladewiderstandes  $R_3$  tritt aber ein verändertes Ausklingverhalten auf.

Der Ausklingvorgang setzt sich zusammen aus einer festen Zeitdauer, während der eine große Ausklingzeitkonstante wirkt, und aus einer darauf folgenden Zeitdauer, während der eine verkleinerte Ausklingzeitkonstante wirkt.

Bei jeder Aufladung des Kondensators  $C$  über den Widerstand  $R_2$  wird das retriggerbare Monoflop gesetzt. Während dessen 'Haltezeit'  $T_h$  ist der Entladeweg über den Widerstand  $R_3$  abgeschaltet und die wirksame Ausklingzeitkonstante  $T_{n11}$  ergibt sich zu:

$$T_{n11} = R_1 \cdot C \quad (7.81)$$

Diese kann so groß gewählt werden, daß die Anforderungen bezüglich der restlichen nichtlinearen Verzerrungen für die niedrigste noch zu übertragende Signalfrequenz sicher erfüllt werden. Dabei muß die Haltezeit  $T_h$  wenigstens so lang sein wie die halbe Periodendauer der niedrigsten Signalfrequenz.

Da der Wert von  $T_{n11}$  keiner weiteren grundsätzlichen Beschränkung unterliegt, verschwindet auch der Vorteil der Glättungsschaltung (b) gegenüber der Schaltung (a) in Bild 49. Es kann diejenige Schaltung verwendet werden, die am leichtesten zu realisieren ist.

Endet das Nutzsinal nun oder nimmt es stark ab über einen Zeitraum, der größer ist als  $T_h$ , so erhält das Monoflop kein Trigger-signal mehr. Nach Ablauf der Haltezeit wird über den Schalter der Widerstand  $R_3$  parallel zu  $R_1$  geschaltet.

Als Folge davon verringert sich die Ausklingzeitkonstante auf den Wert :

$$T_{n12} = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3} \cdot C \quad (7.82)$$

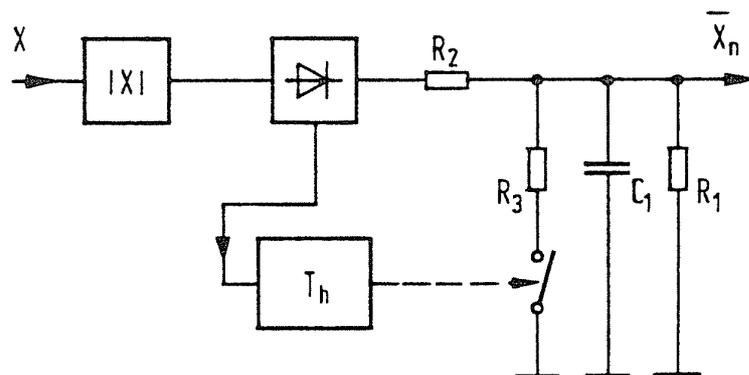


Bild 57

Steuergrößenerzeuger mit signalabhängiger  
Ausklingzeitkonstante

Dieser Wert kann nun ohne Rücksicht auf die restlichen nicht-linearen Verzerrungen mit Hilfe von  $R_3$  so gewählt werden, daß der gesamte Ausklingvorgang innerhalb der Nachverdeckungszeit des Gehörs abgeschlossen ist.

Ein Zahlenbeispiel soll die bei dieser Schaltung gegebenen Möglichkeiten verdeutlichen:

Bei einer niedrigsten noch zu übertragenden Signalfrequenz von z. B. 20 Hz erhält man zunächst für die Haltezeit einen Wert von  $T_h > 25$  ms. Für  $f = 20$  Hz und eine vorgegebene Höhe der restlichen nichtlinearen Verzerrungen mit  $k_3 = 1$  % erhält man dann aus (7.69) für die Ausklingzeitkonstante  $T_d = 400$  ms.

Dies bedeutet bei einem Silbenkompander nach dem Potenzgesetz mit  $\alpha = 0,5$  und Gewinnung der Steuergröße  $\bar{x}_n$  aus dem Eingangssignal  $x(t)$ , daß entsprechend (7.29) der Steuergrößenerzeuger eine Ausklingzeitkonstante mit  $T_{n11} = T_d (1 - \alpha) = 200$  ms aufweisen muß. Da das gesamte Ausklingverhalten kaum durch  $T_{n11}$  beeinflußt wird, kann dieser Wert im Interesse geringerer Verzerrungen sogar deutlich überschritten werden.

Die nach Ablauf von  $T_h$  wirksame Ausklingzeitkonstante  $T_{n12}$  kann nun so klein gewählt werden, daß der gesamte Ausklingvorgang entsprechend Bild 13 in etwa 100 ms abgeschlossen ist. Beispielsweise ist ein Wert von  $T_{n12} = 20$  ms geeignet.

Während der Erprobung des beschriebenen Verfahrens zeigte es sich, daß es wegen unvermeidlicher Bauteiletoleranzen vorteilhaft ist, die Umschaltung zwischen den beiden Zeitkonstanten  $T_{n11}$  und  $T_{n12}$  nicht schlagartig sondern allmählich vorzunehmen. Man kann dies z. B. erreichen, indem man den Schalter in Bild 57 durch einen variablen Widerstand  $R_v$  ersetzt, dessen Variation von einem Wert  $R_v \gg R_3$  auf einen Wert  $R_v \ll R_3$  in einem Zeitraum von etwa 10 ms vorgenommen wird ('Soft Switching').

In Bild 58 ist das vereinfachte Schaltbild des in einem integrierten Schaltkreis für das HIGH - COM Kompanerverfahren ausgeführten Steuergrößenerzeugers entsprechend Bild 57 dargestellt.

Der linke Teil der Schaltung bewirkt die Betragsbildung des Eingangssignals sowie die Ventilfunktion. Am Emitter von  $T_1$  tritt eine zu  $|x(t)|$  proportionale Spannung auf. Die nichtlineare Glättung mit  $C_1$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_3$  entspricht Bild 57 und die Spannung an  $C_1$  ist proportional zu der Steuergröße  $\bar{x}_n(t)$ . Der rechte Teil der Schaltung stellt das retriggerbare Monoflop dar.

Da jeder Ladestrom durch  $R_2$  auch durch den Kollektor von  $T_1$  fließt, wird durch jede Aufladung von  $C_1$  eine Entladung des Kondensators  $C_h$  durch den Transistor  $T_2$  bewirkt. Als Folge davon erhält der als Schalter wirkende Transistor  $T_3$  keinen Basisstrom mehr und öffnet den Entladeweg über  $R_3$ . Damit ist die Ausklingzeitkonstante  $T_{n11}$  wirksam.

Bleibt eine Aufladung von  $C_1$  infolge einer Verminderung des Eingangssignals aus, so kann sich  $C_h$  über  $R_h$  aufladen. Wenn die Spannung an  $C_h$  nach einer  $T_h$  entsprechenden Zeit einen ausreichend hohen Wert erreicht hat, beginnt der Transistor  $T_3$  allmählich zu leiten und schaltet den Widerstand  $R_3$  praktisch parallel zu  $R_1$ , wodurch nach einem Übergangszustand schließlich die kleinere Ausklingzeitkonstante  $T_{n12}$  wirksam wird.

Die Wirkung der vorstehend beschriebenen Schaltung ist in Bild 59 sichtbar. Die obere Spur des Oszilloskop-Bildes zeigt einen etwa 35 ms dauernden Signalmurst und die mittlere Spur zeigt den Zustand des Monoflops, das nach dem Ende des Signals noch für eine Zeitdauer  $T_h \approx 30$  ms gesetzt bleibt.

Die untere Spur zeigt die von der Schaltung in Bild 59 gebildete Steuergröße  $\bar{x}_n$ . Sie steigt zunächst bei Beginn des Signals auf den diesem Signal entsprechenden konstanten Wert an. Während der auf das Ende des Signals folgenden Haltezeit erfolgt eine Entladung mit  $T_{n11}$ . Nach dem Ablauf der Haltezeit kann man einen allmählichen Übergang auf eine etwa um den Faktor 10 kleinere Ausklingzeitkonstante  $T_{n12}$  erkennen.

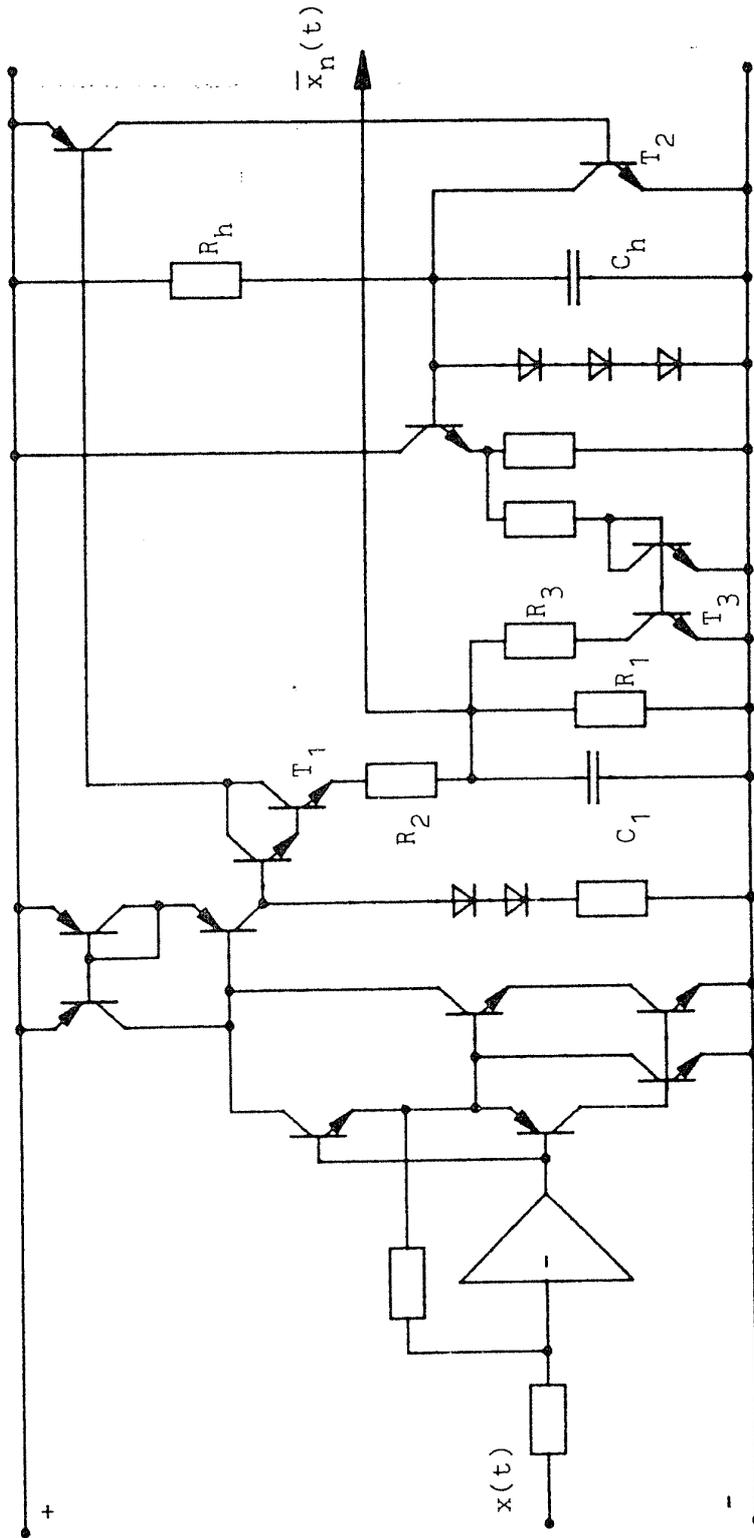


Bild 58  
vereinfachtes Schaltbild des Steuergrößenerzeugers in dem für das HIGH COM  
Kommandierungsverfahren entwickelten integrierten Schaltkreis

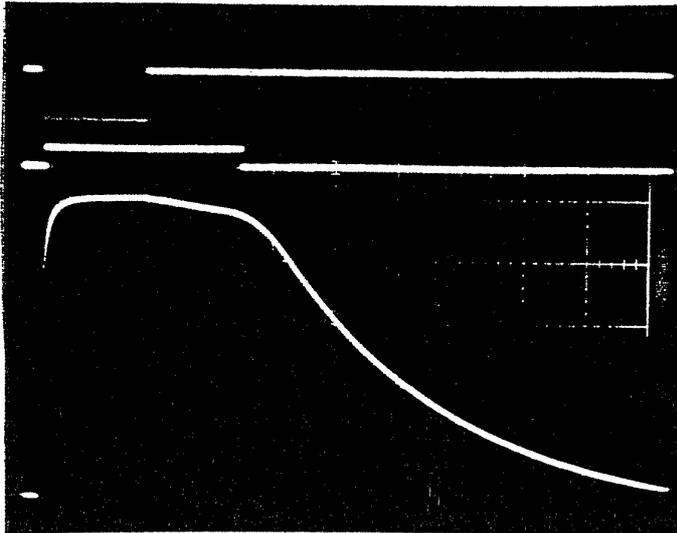


Bild 59

Oszilloskopfoto von Signalen an einem Steuergrößen-  
erzeuger nach Bild 57

horizontaler Zeitmaßstab : 20 ms / Teil

oben : Eingangssignal  $x(t)$

mitte : Ausgangssignal des Monoflops

unten : Steuergröße  $\bar{x}_n(t)$

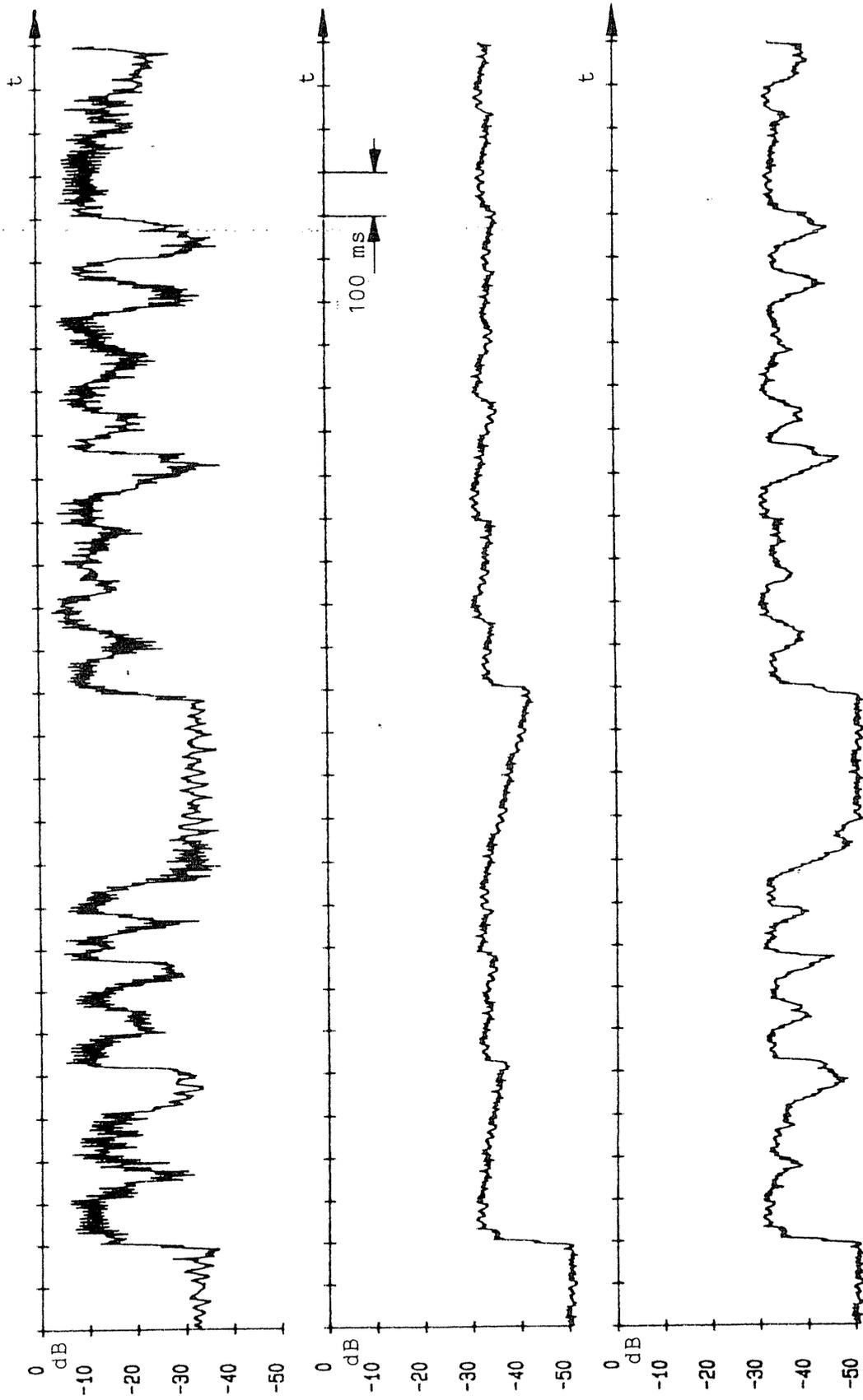


Bild 60 Pegel eines Nutzsignals (oben) und Pegel des zugehörigen expandierten Geräuschs ohne (mitte) und mit (unten) Zeitkonstantenumschaltung nach Bild 57 (weitere Erläuterungen im Text)

Der gesamte Ausklingvorgang ist in etwa 150 ms abgeschlossen und entspricht recht gut dem Verlauf der Nachverdeckung, wobei beim Vergleich mit Bild 13 der logarithmische Maßstab der Abszisse in Bild 13 zu berücksichtigen ist.

Die Wirkung des beschriebenen Steuergrößenerzeugers bei einem natürlichen Nutzsignal ist in Bild 60 dargestellt. Bei dem Nutzsignal handelt es sich um einen drei Sekunden langen Ausschnitt aus einer Tonbandaufnahme eines männlichen Nachrichtensprechers. Um den Geräuschpegel am Ausgang des Expanders getrennt vom Signal darstellen zu können, wurde nicht die Summe aus komprimiertem Nutzsignal und Geräuschsignal auf den Eingang des Expanders gegeben, sondern lediglich ein Geräuschsignal mit einem konstanten Signalpegel von -30 dB. Die Expandierung wurde dadurch bewirkt, daß der Steuergrößenerzeuger des Expanders umgangen und direkt die im Kompressor gebildete Steuergröße für die Expansion verwendet wurde.

Bei diesen Messungen wurde ein Kompaner nach einem Potenzgesetz mit  $\alpha = 0,5$  und  $\epsilon = 0,1$  und mit Gewinnung der Steuergröße aus dem komprimierten Signal verwendet (6.22). Die Parameter des Steuergrößenerzeugers wurden entsprechend dem vorstehend angeführten Zahlenbeispiel gewählt.

Die obere Kurve stellt den als quadratischer Kurzzeitmittelwert entsprechend (7.12) mit einer Zeitkonstante  $T_1 = 1$  ms gemessenen Signalpegel dar.

Die beiden anderen Kurven zeigen den ebenso gemessenen expandierten Geräuschpegel am Ausgang des Expanders, wobei die Zeitkonstantenumschaltung bei der mittleren Kurve unwirksam ist.

Es ist deutlich zu sehen, daß ohne Zeitkonstantenumschaltung der Pegel des Geräuschsignals am Ausgang des Expanders in Pausen und zwischen Silben praktisch auf demselben Wert bleibt, den er während der Dauer einer Silbe angenommen hatte. Liegt dieser Wert oberhalb der Nachverdeckungscharakteristik, so wird das Geräusch störend hörbar. Mit Zeitkonstantenumschaltung wird der Pegel des Geräuschsignals in Pausen und zwischen Silben jeweils so schnell vermindert, daß er unterhalb der Nachverdeckungscharakteristik bleibt und das Geräusch unhörbar bleibt.

## 7.8 Zusammenfassung

Bei der Auswahl eines bestimmten Steuergrößenerzeugers für einen Silbenkompander besteht die eigentliche Aufgabe darin, die Vor- und Nachteile verschiedener Verfahren gegeneinander abzuwägen und dabei die für die jeweilige Übertragungsaufgabe wesentlichen Parameter zu optimieren.

Hierzu sind verschiedene Formen von Steuergrößenerzeugern für Silbenkompander im Hinblick auf die drei grundsätzlichen Anforderungen an das Einschwing- und an das Ausklingverhalten und an die Höhe der restlichen nichtlinearen Verzerrungen untersucht worden. Der Einschwingvorgang sollte im Interesse einer hohen Übertragungsqualität möglichst kürzer sein als die kürzeste zu erwartende Anstiegszeit der Nutzsignale. Bei der zunächst untersuchten Glättung mit Tiefpaß 1. Grades ist dieser bestimmt durch die Zeitkonstante des Glättungstiefpasses und damit abhängig von der Vorgabe des Ausklingverhaltens und der Höhe der nichtlinearen Verzerrungen.

Bei Anwendung des Betragsmittelwerts (7.11) ergibt sich so ein für hohe Qualitätsanforderungen völlig unzureichendes Einschwingverhalten. Die Verwendung des quadratischen Mittelwerts (7.12) oder gar höherer Potenzen  $|x|^{\nu}$  der Nutzsignal-Hüllkurve führt hier zu etwas günstigerem Verhalten. Allerdings führen höhere Werte von  $\nu$  nicht nur zu höherem Realisierungsaufwand sondern auch zu ungünstigerem Ausklingverhalten.

Eine erhebliche Verbesserung dieses Verhaltens bringt erst die Verwendung der nichtlinearen Glättung, bei der das Einschwingverhalten unabhängig vom Ausklingverhalten vorgebar ist. Von den zwei vorgestellten Beispielen solcher nichtlinearer Glättungsschaltungen weist die Version (b) in Bild 49 deutlich günstigeres Verhalten auf. Dennoch wird gerade diese Schaltung offenbar aus historischen Gründen praktisch nicht verwendet.

Für jede der vorgestellten Versionen zur Steuergrößenerzeugung konnte ein grundsätzlicher Zusammenhang zwischen einer Zeitkonstante  $T_d$ , die das Ausklingen des expandierten Störsignals am Ausgang des Expanders bei abruptem Ende des Nutzsignals beschreibt, und der Höhe der nichtlinearen Verzerrungen, beschrieben durch den kubischen Klirrfaktor  $k_3$ , angegeben werden.

Dieser Zusammenhang ist stets so, daß eine kleinere Ausklingzeitkonstante auf höhere nichtlineare Verzerrungen führt. Er ist aber grundsätzlich unabhängig vom Exponenten  $\alpha$  des Potenzgesetzes und auch unabhängig davon, ob eine aus dem Eingangssignal  $x(t)$  gebildete Steuergröße  $\bar{x}$  oder eine aus dem komprimierten Signal  $y(t)$  gebildete Steuergröße  $\bar{y}$  verwendet wird.

Die unterschiedlichen Möglichkeiten zur Steuergrößenerzeugung wirken sich lediglich auf die tatsächlichen Werte der Zeitkonstanten der Glättungsschaltungen aus, die man bei gegebenem  $T_d$  aus (7.29) erhält.

Für jede der untersuchten Versionen liegt demnach bei vorgegebenem und zweckmäßigerweise der Nachverdeckung des Gehörs vergleichbarem Ausklingverhalten die Höhe der restlichen nichtlinearen Verzerrungen fest. Dies gilt ebenso im umgekehrten Falle, wenn etwa aufgrund bestimmter Qualitätsanforderungen ein Maximalwert der zulässigen nichtlinearen Verzerrungen vorgegeben wird. Die Höhe dieser nichtlinearen Verzerrungen nimmt mit abnehmender Signalfrequenz zu. Daher ist für die Dimensionierung eines Steuergrößenerzeugers die Angabe der niedrigsten zu übertragenden Signalfrequenz erforderlich.

Es zeigt sich jedoch, daß weder bei Glättung mit Tiefpaß 1. Grades noch bei nichtlinearer Glättung gleichzeitig sowohl ein der Nachverdeckung des Gehörs entsprechendes Ausklingverhalten als auch ein hohen Qualitätsanforderungen entsprechender geringer Klirrfaktor von z. B.  $k_3 < 1 \%$  bei  $f = 20$  Hz erreicht werden kann. Allenfalls Kompromißlösungen für eingeschränkte Qualitätsanforderungen sind angebar. Ein Steuergrößenerzeuger für ein Silbenkompandierungsverfahren für hohe Qualitätsansprüche ist mit den bisher beschriebenen Vorgehensweisen nicht angebar.

Mehrere Lösungsansätze hierzu wurden untersucht:

Verwendet man Tiefpässe höheren Grades zur Glättung, so erhält man zwar bei gegebenem Ausklingverhalten verminderte nichtlineare Verzerrungen. Da sich aber gleichzeitig das Einschwingverhalten verschlechtert, verbleibt insgesamt kein Vorteil.

Bei einer Frequenzbandaufteilung kann das Problem auf das tief-frequenteste Frequenzband beschränkt werden, allerdings erhöht sich der notwendige Schaltungsaufwand ganz beträchtlich.

Durch eine Zeitverzögerung kann das Einschwingverhalten eines Kompressors erheblich verbessert werden. Bei einem Silbenkompan-der ist die Dauer dieser Verzögerung aber auf etwa 1 ms be-schränkt. Zusätzlich erhöht sich der Aufwand durch die notwendige Übertragung einer Hilfsgröße zum Steuern des Expanders.

Die Lösung der beschriebenen Problematik gelingt erst mit dem vom Verfasser entwickelten und in Kapitel 7.7 dargestellten Verfahren der nichtlinearen Glättung mit signalabhängiger Ausklingzeitkon-stante. Da es sich um eine Weiterentwicklung der nichtlinearen Glättung handelt, sind wie bei dieser das Einschwing- und Aus-klingverhalten getrennt wählbar. Die signalabhängige Auskling-zeitkonstante ermöglicht es darüber hinaus, die Höhe der nicht-linearen Verzerrungen und das Ausklingverhalten praktisch unab-hängig voneinander einzustellen.

Insbesondere bei hohen Anforderungen an die Übertragungsqualität hat sich dieser Steuergrößenerzeuger in dem 'HIGH COM' - Kompan-dierungsverfahren bewährt.

## 8. Darstellung der Kompondierung im Frequenzbereich

### 8.1 Voraussetzungen

Das am Ausgang eines Expanders auftretende expandierte Störsignal  $z'(t)$  soll möglichst stets unhörbar sein. Die Auswirkung dieser Forderung auf die zweckmäßige Wahl eines Kompondierungsgesetzes und zusätzlich beim Silbenkomponder auf die Wahl der Parameter einer zeitlichen Glättungsmethode wurde in den Kapiteln 4 bis 7 anhand der Eigenschaften des Gehörs abgeleitet.

Die Frequenzabhängigkeit der Verdeckung wurde dabei aber bisher vernachlässigt. Betrachtet man als Nutzsinal z. B. den zu der Darstellung in Bild 8 gehörenden hohen Geigenton, so kann man anhand der zugehörigen Mithörschwellen erkennen, daß durch dieses Nutzsinal tieffrequente Anteile in einem Störsignal nicht verdeckt werden und daher hörbar bleiben. Weitere Nutzsinnale dieser Art sind zahlreich angebbar.

Es folgt daher, daß mit den bisher vorgestellten Methoden eine hohe Qualitätsansprüche befriedigende Funktion eines Kompondierungsverfahrens nicht erreicht werden kann.

Zur Überwindung der durch die Frequenzabhängigkeit der Verdeckung entstehenden Schwierigkeiten ist es z. B. bei Kompondern für die Anwendung im Tonstudiobereich üblich, den zu übertragenden Signalfrequenzbereich in mehrere getrennte Frequenzbänder zu unterteilen und für die einzelnen Frequenzbänder getrennte Silbenkomponder zu verwenden /33, 43/. Diese Vorgehensweise ist jedoch rein empirisch und nicht durch systematische Überlegungen begründet.

Mit Hilfe der einheitlichen Beschreibungsweise kann man jedoch zu systematischen Ergebnissen gelangen. Wie gezeigt werden wird, läßt sich eine Kompondierung im Frequenzbereich formulieren, bei der die spektralen Eigenschaften der Verdeckung berücksichtigt werden können. Die erwähnte Frequenzbandaufteilung kann dann als Spezialfall dieser Form der Kompondierung aufgefaßt werden.

## 8.2 Signaldarstellung im Frequenzbereich

Da das menschliche Gehör akustische Vorgänge zeitabhängig bewertet, verfügt jeder Hörende über die Erfahrung, daß das 'Spektrum' verschiedener akustischer Vorgänge unterschiedlich und in der Regel zeitabhängig ist. Will man dies bei der Modellierung der zugehörigen elektroakustischen Signale durch einen stochastischen Prozeß korrekt erfassen, so müssen dessen Eigenschaften im Frequenzbereich entsprechend formuliert werden.

Zu einer Beschreibung der spektralen Eigenschaften stochastischer Prozesse gelangt man über deren Autokorrelationsfunktion :

$$R_{xx}(t, \tau) = E \{ x(t) x(t+\tau) \} \quad (8.1)$$

Ist der betrachtete Prozeß stationär, dann ist die Autokorrelationsfunktion nur noch eine Funktion der Zeitdifferenz  $\tau$ . Sie ist dann 'eindimensional' Fourier-transformierbar und nach dem Theorem von Wiener-Khintchine stellt diese Transformierte ein Maß für die spektrale Verteilung der Leistung des betrachteten Prozesses dar:

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{xx}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (8.2)$$

$S_x(f)$  wird als 'Leistungsdichtespektrum' des Prozesses bezeichnet. Diese Definition hat ihre Bedeutung u. a. darin, daß bei einem LTI-System das Leistungsdichtespektrum  $S_x(f)$  eines Eingangsprozesses und das Leistungsdichtespektrum  $S_y(f)$  des zugehörigen Ausgangsprozesses in einfacher Beziehung zueinander stehen:

$$S_y(f) = S_x(f) |H(f)|^2 \quad (8.3)$$

$|H(f)|^2$  bezeichnet man als die Leistungsübertragungsfunktion des Systems, wobei  $H(f)$  durch Fourier-Transformation aus der Impulsantwort  $h(t)$  des Systems hervorgeht.

Die als Erwartungswert über einen Prozeß definierte Autokorrelationsfunktion ist allerdings praktisch nicht zu bestimmen, da im allgemeinen nur eine einzelne Musterfunktion des Prozesses zur Untersuchung zur Verfügung steht. Wenn aber für den Prozeß Ergodizität angenommen werden kann, dann kann die Autokorrelationsfunktion durch zeitliche Mittelung an dieser Musterfunktion bestimmt werden /22/ :

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t) x(t+\tau) dt \quad (8.4)$$

Da aber praktisch immer nur ein beschränktes Zeitintervall für die Bildung von (8.4) zur Verfügung steht, kann an einer Musterfunktion tatsächlich nur ein Schätzwert der Autokorrelationsfunktion und damit auch des Leistungsdichtespektrums ermittelt werden.

Für beliebige nichtstationäre und damit auch nichtergodische Prozesse ist eine Beschreibung der spektralen Eigenschaften auf diesem Wege nicht möglich.

Es ist aber nicht erforderlich, zur Modellierung von Sprach- und Musiksignalen einen beliebig nichtstationären Prozeß vorzusehen. Die der Erzeugung von Sprach- und Musiksignalen zugrundeliegenden physikalischen Vorgänge sind zwar durch zeitabhängige Parameter gekennzeichnet, z. B. bedingt durch die sich beim Sprechen verändernden Eigenschaften des Mund-Nase-Rachen Raumes /10/ oder durch die veränderbaren Eigenschaften von Musikinstrumenten /46/. Diese Veränderungen können aber im allgemeinen gegenüber den Schwankungen der Signale selbst als wenigstens in kurzen Zeitabschnitten nahezu konstant oder als nur 'langsam' veränderlich vorausgesetzt werden.

Zur Modellierung dieser Eigenschaft von Sprach- und Musiksignalen soll daher von einem stochastischen Prozeß ausgegangen werden, dessen Parameter sich nur so 'langsam' mit der Zeit ändern, daß

ein kurzer Ausschnitt aus einer Musterfunktion als ein Ausschnitt aus einer Musterfunktion eines stationären Prozesses angesehen werden kann, der hier zusätzlich noch als ergodisch angenommen werden soll.

Der an diesem Ausschnitt bestimmbare Schätzwert des Leistungsdichtespektrums kann dann für den betrachteten kurzen Zeitraum als das 'Kurzzeit - Leistungsdichtespektrum' des langsam veränderlichen Prozesses definiert werden.

Der verwendete Zeitausschnitt muß dazu einerseits möglichst lang sein, damit ein ausreichend genauer Schätzwert bestimmt werden kann, und andererseits muß er so kurz sein, daß die Parameter des 'langsam' veränderlichen Prozesses für seine Dauer tatsächlich als praktisch konstant anzusehen sind.

Wenn diese Voraussetzungen nicht eingehalten werden, so z. B. bei transienten Vorgängen, sind getrennte Untersuchungen erforderlich.

### 8.3 Kompondierung im Frequenzbereich

Die Mithörschwellenkurven in Bild 8 zeigen beispielhaft, daß ein zu einem Nutzsinal auf dem Übertragungswege hinzugefügtes breitbandiges Störgeräusch im allgemeinen nicht für jede Frequenz  $f$  innerhalb der Hörfläche von dem Nutzsinal verdeckt werden kann. Das Störsignal kann auch dann neben dem Nutzsinal hörbar bleiben, wenn eine hinsichtlich ihrer Zeitparameter optimale Silbenkompondierung angewendet wird.

Mit Hilfe einer im Frequenzbereich definierten Kompondierung kann dies jedoch vermieden oder wenigstens verringert werden:

Hierbei hebt man kleine Werte im Leistungsdichtespektrum  $S_x(f)$  eines Signals vor der Übertragung so an, daß das 'komprimierte' Leistungsdichtespektrum  $S_y(f)$  bei jeder Frequenz  $f$  möglichst groß ist gegenüber dem Leistungsdichtespektrum  $S_z(f)$  eines Störsignals.

Macht man diese Veränderung des Spektrums nach der Übertragung in einem Expander wieder rückgängig, so wird auch das Spektrum des bei der Übertragung zugefügten Störsignals entsprechend geformt. Bei geeigneter Wahl der Parameter kann damit dann die Hörbarkeit des Störsignals neben dem Nutzsinal vermindert oder ganz aufgehoben sein.

Diese Vorgehensweise ist mit der in Kapitel 5 beschriebenen Vorgehensweise bei der Momentanwertkomandierung im Zeitbereich vergleichbar.

Dementsprechend sei für die Komandierung im Frequenzbereich ein Kompressorgesetz als diejenige 'Kennlinie' definiert, mittels der für jede Frequenz  $f_1$  aus dem Wert des Leistungsdichtespektrums  $S_x(f_1)$  eines Eingangssignals der zugehörige Wert  $S_y(f_1)$  des Leistungsdichtespektrums des 'komprimierten' Signals am Ausgang eines Kompressors bestimmt werden kann. Entsprechendes gelte für den Vorgang der Expandierung und seine Beschreibung durch ein Expandergesetz.

Wenn auch über die Realisierung einer Komandierung im Frequenzbereich noch nichts ausgesagt wurde, so ist doch naheliegend, daß praktisch die gleichen Gesetze und Kennlinien, die zur Beschreibung der Komandierung im Zeitbereich dienen, auch zur Beschreibung der Komandierung einer frequenzabhängigen Größe im Frequenzbereich dienen können.

Da ein Leistungsdichtespektrum eine reelle, gerade und nicht-negative Funktion der Frequenz ist, braucht hier nur der Frequenzbereich  $f \geq 0$  betrachtet zu werden, und die Komandierungsgesetze brauchen im Frequenzbereich nur für nichtnegative Werte definiert zu sein.

Ebenso wie bei der Beschreibung der Komandierung im Zeitbereich ist es bei der Beschreibung einer Komandierung im Frequenzbereich sinnvoll, dimensionslose und bezogene Größen zu verwenden. Bezugswerte für die Leistungsdichtespektren können z.B. aus der Bandbreite  $B$  und aus der an der jeweiligen Stelle des Übertragungssystems maximal zulässigen Leistung abgeleitet werden ( $S(f)$  sei als einseitiges Spektrum betrachtet) :

$$S_{xb}(f) = \frac{N_{x \max}}{B} \quad (8.5)$$

$$S_{yb}(f) = \frac{N_{y \max}}{B} \quad (8.6)$$

Damit erhält man die gewünschten bezogenen Leistungsdichtespektren (große X, Y, Z im Index) :

$$S_X(f) = S_x(f) / S_{xb}(f) \quad (8.7)$$

$$S_Y(f) = S_y(f) / S_{yb}(f) \quad (8.8)$$

$$S_Z(f) = S_z(f) / S_{yb}(f) \quad (8.9)$$

In Bild 61 sind diese Größen entsprechend der Darstellung in Bild 16 an einem Übertragungssystem mit Kompander dargestellt.

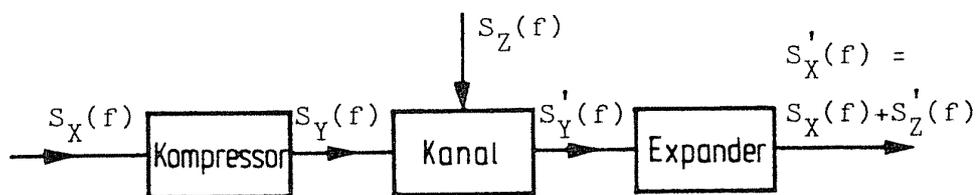


Bild 61

Übertragungskanal mit Kompandierung - Darstellung der Eingangs- und Ausgangsgrößen durch bezogene Leistungsdichtespektren

Die Wahl von zweckmäßigen Bezugsgrößen führt hier jedoch nicht ohne weiteres zu einer ähnlichen Einschränkung des Wertebereichs. Die Definition der Bezugsgrößen in (8.5) und (8.6) erscheint zunächst ungünstig, weil die bezogenen Leistungsdichtespektren der Nutzsignale Werte größer als eins annehmen können und weil folglich nur auf den Wertebereich  $0 \dots 1$  beschränkte Kompan-dierungsgesetze nicht verwendet werden können. Es ist hier jedoch nur wesentlich, daß bei wenigstens näherungsweise über der Frequenz  $f$  konstantem Leistungsdichtespektrum und bei einer gegenüber der maximal zulässigen Leistung geringen Gesamtleistung des Störsignals aus (8.9) kleine Werte für das bezogene Leistungsdichtespektrum  $S_Z(f)$  des Störsignals hervorgehen. Zunächst ohne Rücksicht auf Realisierbarkeit soll die Vorgehensweise bei der Beschreibung der Momentanwertkompan-dierung im Zeitbereich in Kapitel 4 und 5 ebenso auf die Beschreibung der Kompan-dierung im Frequenzbereich angewendet werden. Dabei soll zuerst nur der Fall betrachtet werden, daß die zu verarbeitenden Signale als Musterfunktionen eines stationären und ergodischen Prozesses mit zeitunabhängigem Leistungsdichtespektrum aufgefaßt werden können.

Ein allgemeines Kompressorgesetz  $F_K$  stelle den Zusammenhang zwischen dem bezogenen Leistungsdichtespektrum  $S_X(f)$  am Eingang eines Kompressors und dem bezogenen Leistungsdichtespektrum  $S_Y(f)$  am Ausgang des Kompressors her. Formal erhält man den (4.3) entsprechenden Ansatz :

$$S_Y(f) = F_K \left[ S_X(f) \right] \quad (8.10)$$

Das komprimierte Signal und das Störsignal sollen als unkorreliert angenommen werden, daher dürfen ihre Leistungsdichtespektren am Eingang des Expanders addiert werden :

$$S_Y'(f) = S_Y(f) + S_Z(f) \quad (8.11)$$

Am Ausgang des Expanders erhält man dann entsprechend zu (4.6) mit Hilfe der Umkehrfunktion  $F_{KU}$ :

$$S_X'(f) = F_{KU}[S_Y'(f)] = F_{KU}[S_Y(f) + S_Z(f)] \quad (8.12)$$

Entwickelt man (8.12) in eine unendliche Taylor'sche Reihe, so erhält man :

$$S_X'(f) = F_{KU}[S_Y(f)] + \frac{S_Z(f)}{1!} \frac{d F_{KU}[S_Y(f)]}{d S_Y(f)} + \dots \quad (8.13)$$

Wegen der vorausgesetzten Kleinheit von  $S_Z(f)$  kann die Reihe näherungsweise durch die ersten beiden Glieder dargestellt werden. Dann erhält man :

$$S_X'(f) = S_X(f) + S_Z(f) \frac{d F_{KU}[S_Y(f)]}{d S_Y(f)} \quad (8.14)$$

Schließlich erhält man daraus einen (5.14) entsprechenden Ausdruck für den 'spektralen Gewinn'  $G(f)$  :

$$G(f) = S_Z(f)/S_Z'(f) = \frac{d F_K[S_X(f)]}{d S_X(f)} \quad (8.15)$$

Als Beispiel für eine solche Kompondierung im Frequenzbereich ist in Bild 62 zunächst in logarithmischer Form ein mögliches Leistungsdichtespektrum  $S_X(f)$  eines fiktiven Signals dargestellt. Verwendet man nun z.B. als Kompressorgesetz ein Potenzgesetz nach (5.18) mit  $\alpha = 0,5$ , so erhält man formal und ohne Rücksicht auf Realisierungsmöglichkeiten als Leistungsdichtespektrum  $S_Y(f)$  des Ausgangssignals :

$$S_Y(f) = \sqrt{S_X(f)} \quad (8.16)$$

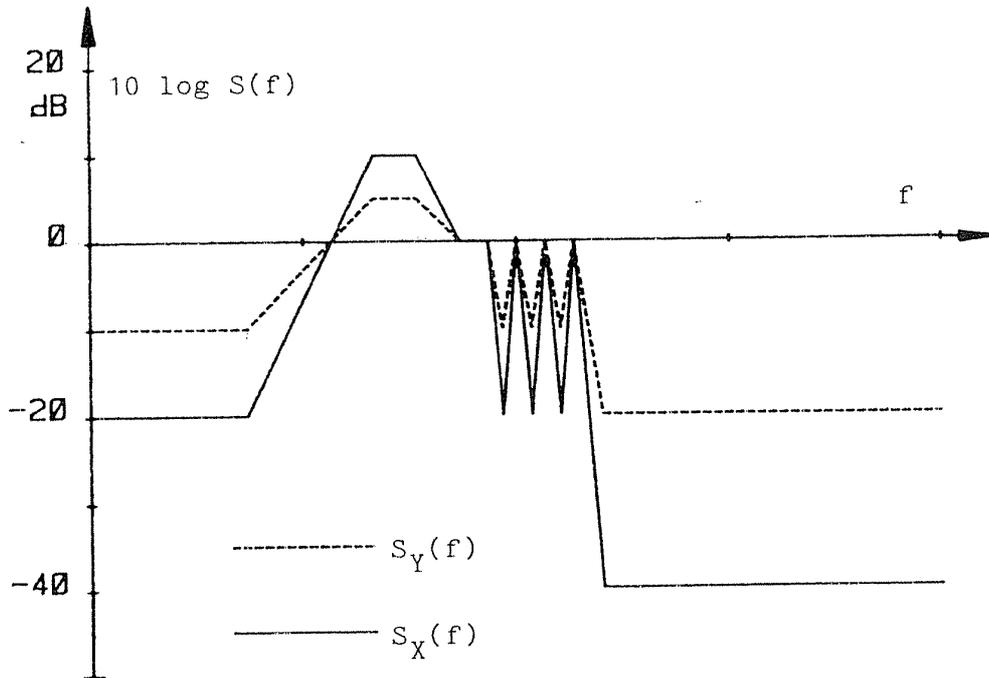


Bild 62

Logarithmische Darstellung der Leistungsdichtespektren der Ein- und Ausgangssignale eines Kompressors nach (8.10)

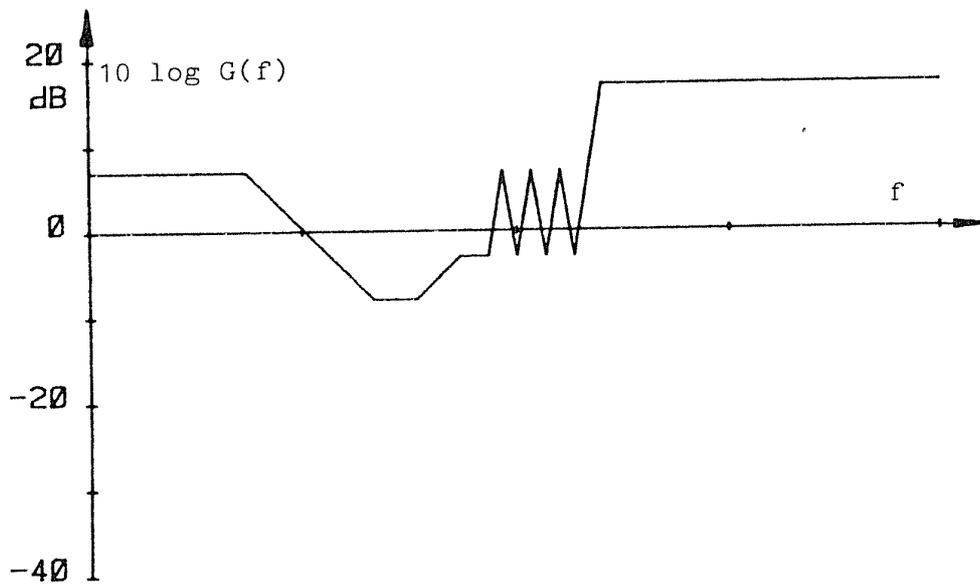


Bild 63

Logarithmische Darstellung des spektralen Gewinns  $G(f)$  nach (8.15)

Das so berechnete Leistungsdichtespektrum ist in Bild 62 gestrichelt dargestellt. Für den 'spektralen Gewinn'  $G(f)$  erhält man aus (8.15) :

$$G(f) = 1 / ( 2 \sqrt{S_X(f)} ) \quad (8.17)$$

Der Verlauf von (8.17) ist in Bild 63 in logarithmischer Form dargestellt. Es ist zu sehen, daß der Gewinn  $G(f)$  in den Frequenzbereichen größer als eins wird, in denen das Leistungsdichtespektrum des Nutzsignals geringe Werte aufweist. Genau wie bei der Momentanwertkompanidierung im Zeitbereich treten aber auch Bereiche mit  $G(f) < 1$  auf.

Aus (8.17) erhält man dazu :

$$G(f) \leq 1 \quad \text{für} \quad S_X(f) \geq 0,25 \quad (8.18)$$

Aus diesen ersten Überlegungen ist bereits zu erkennen, daß die wie vorstehend beschriebene Kompanidierung im Frequenzbereich die gewünschten Eigenschaften hat.

In Frequenzbereichen, in denen das Nutzsignal eine geringe spektrale Leistungsdichte aufweist und in denen somit kaum eine Verdeckung eines Störsignals zu erwarten ist, ist am Ausgang des Expanders das Verhältnis der Leistungsdichten von Nutz- und Störsignal um den Gewinn  $G(f) > 1$  erhöht. Damit ist hier die Hörbarkeit des Störsignals vermindert.

Ein geringerer Gewinn oder sogar Verlust mit  $G(f) < 1$  tritt dagegen in Frequenzbereichen auf, in denen das Nutzsignal eine hohe spektrale Leistungsdichte aufweist. In diesen Frequenzbereichen ist eine nennenswerte Verdeckung eines Störsignals zu erwarten, die auch dann noch ausreichend sein kann, wenn infolge von  $G(f) < 1$  das Verhältnis der Leistungsdichten von Nutz- und Störsignal vermindert wurde.

Aus (8.16) läßt sich nicht unmittelbar eine Verarbeitungsvorschrift für das informationstragende Signal  $x(t)$  ableiten. Schreibt man jedoch (8.10) als Produkt, dessen einer Faktor das Leistungsdichtespektrum des Eingangssignals darstellt,

$$S_Y(f) = S_X(f) \frac{F_K[S_X(f)]}{S_X(f)} \quad (8.19)$$

so wird eine Verwandtschaft zu (8.3) deutlich: Der zweite Faktor in (8.19) läßt sich als Leistungsübertragungsfunktion des Kompressors interpretieren :

$$|H_K(f)|^2 = \frac{F_K[S_X(f)]}{S_X(f)} \quad (8.20)$$

Ein solcher Kompressor stellt demnach ein 'Formfilter' /22/ dar, das das Leistungsdichtespektrum des Eingangssignals in bestimmter Weise verändert.

Die Auswirkungen etwaiger Nullstellen von  $S_X(f)$  in (8.19) und (8.20) sind ggf. gesondert zu betrachten. Beispielsweise kann durch Begrenzung des Quotienten in (8.20) der maximale Wert der Leistungsübertragungsfunktion begrenzt werden.

Für das Beispiel in Bild 62 erhält man aus (8.19) unter Verwendung eines Potenzgesetzes (5.18) mit  $\alpha = 0,5$  :

$$S_Y(f) = S_X(f) \frac{1}{\sqrt{S_X(f)}} \quad (8.21)$$

Die Leistungsübertragungsfunktion des Kompressors lautet dann :

$$|H_K(f)|^2 = 1 / \sqrt{S_X(f)} \quad (8.22)$$

Für das in Bild 62 gewählte Beispiel entspricht diese bei logarithmischer Darstellung der um -3dB verschobenen Darstellung von (8.17) in Bild 63.

Eine solche Leistungsübertragungsfunktion läßt sich zwar anhand von (8.22) aus dem Leistungsdichtespektrum  $S_X(f)$  eines beliebigen gegebenen Signals berechnen, aber das entsprechende Filter wird mit den üblichen Mitteln der Netzwerksynthese im allgemeinen nur näherungsweise und mit hohem Aufwand zu realisieren sein.

Es kommt noch hinzu, daß der zugehörige Expander die Wirkung des Kompressors auf das Nutzsignal komplementär wieder rückgängig machen muß. Dazu muß der Expander nicht nur die inverse Leistungsübertragungsfunktion aufweisen, sondern seine Übertragungsfunktion muß auch gleich dem Kehrwert der Übertragungsfunktion des Kompressors sein.

Für beliebige Leistungsdichtespektren und Kompressorgesetze kann dies aber nicht generell, sondern höchstens näherungsweise sichergestellt werden.

Wenn aber (8.20) durch eine gebrochen rationale Funktion darstellbar ist, dann ist ein kausales Formfilter bis auf einen beliebigen Allpaß bestimmbar /22/.

#### 8.4 Formantkompondierung

Im Zeitbereich konnten die Nachteile der Momentanwertkompondierung dadurch beseitigt werden, daß nicht das Signal  $x(t)$  selber, sondern seine Hüllkurve  $c_x(t)$  bzw. eine durch Glättung gewonnene annähernde Darstellung  $\bar{x}(t)$  dieser Hüllkurve einer Momentanwertkompondierung unterworfen wurde. Das Ergebnis war das Verfahren der Silbenkompondierung.

Auf ähnliche Weise kann man im Frequenzbereich zu einer veränderten Darstellung gelangen und das im vorigen Kapitel beschriebene Realisierungsproblem lösen. Hierzu unterwirft man abweichend von (8.10) nicht das Leistungsdichtespektrum  $S_x(f)$  selber, sondern eine aus diesem gewonnene und hüllkurvenartig 'geglättete' Darstellung  $\bar{S}_x(f)$  einer Kompondierung im Frequenzbereich.

Bei der Durchführung dieser Glättung kann darauf geachtet werden, daß sie zu einer realisierbaren Leistungsübertragungsfunktion des Kompressors führt und daß eine inverse Übertragungsfunktion für einen Expander existiert.

Geglättete Spektralfunktionen geben nicht mehr die exakte spektrale Leistungsverteilung eines Signals wieder, sondern kennzeichnen mehr oder weniger deutlich 'Gebiete' mit hoher oder niedriger Leistungsdichte. Frequenzgebiete, in denen sich die Signalleistung vorwiegend konzentriert, bezeichnet man dabei als 'Formanten'. Die Existenz solcher Gebiete ist typisch für natürliche Schallvorgänge in Sprache oder Musik /10/.

In Analogie zu dem Begriff der 'Silbenkompondierung', der eine Kompondierung mit Hilfe einer in Zeitabschnitten von etwa einer Silbendauer geglätteten Zeitfunktion  $\bar{x}(t)$  kennzeichnet, soll daher eine Kompondierung im Frequenzbereich unter Benutzung einer geglätteten Spektralfunktion  $\bar{S}(f)$  mit dem neuen Begriff 'Formantkompondierung' bezeichnet werden.

Ein geeignetes Verfahren zur Glättung von Spektralfunktionen soll zunächst als gegeben angenommen werden. Entsprechend (7.2) erhält man dann anstelle von (8.19) als Darstellung eines Formantkompressors:

$$S_Y(f) = S_X(f) \frac{F_K \left[ \bar{S}_X(f) \right]}{\bar{S}_X(f)} \quad (8.23)$$

Dessen Leistungsübertragungsfunktion ergibt sich aus (8.20):

$$\left| H_K(f) \right|_{(\bar{S})}^2 = \frac{F_K \left[ \bar{S}_X(f) \right]}{\bar{S}_X(f)} \quad (8.24)$$

Das Auftreten etwaiger Nullstellen von  $\bar{S}_X(f)$  ist wie bei (8.19) und (8.20) zu behandeln oder bei der Glättung in geeigneter Weise zu verhindern.

Genau wie bei der Darstellung des Silbenkommanders läßt sich auch für den Formantkommander eine Darstellung geben, die von der komprimierten Größe, hier also von  $S_Y(f)$  ausgeht.

Unter der Voraussetzung, daß zu  $F_K$  eine Umkehrfunktion  $F_{KU}$  existiert, erhält man anstelle von (8.24) eine Darstellung der Leistungsübertragungsfunktion eines Kompressors in Abhängigkeit von dem geglätteten Leistungsdichtespektrum  $\bar{S}_Y(f)$  am Ausgang des Kompressors :

$$\left| H_K(f) \right|_{(\bar{S})}^2 = \frac{\bar{S}_Y(f)}{F_{KU} \left[ \bar{S}_Y(f) \right]} \quad (8.25)$$

Beide Darstellungen (8.24) und (8.25) führen zu dem gleichen Ergebnis, wenn das Glättungsverfahren so ausgebildet ist, daß eine getrennte Glättung von  $S_X(f)$  und  $S_Y(f)$  zu (8.26) führt:

$$\bar{S}_Y(f) = F_K \left[ \bar{S}_X(f) \right] \quad (8.26)$$

Wenn zusätzlich vorausgesetzt werden kann, daß infolge der Glättung die Leistungsübertragungsfunktionen (8.24) oder (8.25) tatsächlich zu einem realisierbaren Formfilter führen, dann erhält man als Darstellung des zugehörigen Expanders :

$$S_X'(f) = S_Y'(f) \left| \frac{1}{H_K(f)} \right|_{(\bar{S})}^2 \quad (8.27)$$

und daraus mit (8.11) sofort einen Ausdruck für den Gewinn  $G(f)$  eines Formantkomponders:

$$G(f) = \frac{S_Z(f)}{S_X'(f)} = \frac{F_K \left[ \bar{S}_X(f) \right]}{\bar{S}_X(f)} \quad (8.28)$$

In Bild 64 ist nochmals das Leistungsdichtespektrum  $S_X(f)$  des schon früher verwendeten fiktiven Signals und zusätzlich ein durch Geradenstücke angenäherter denkbarer Verlauf der geglätteten Größe  $\bar{S}_X(f)$  dargestellt. Verwendet man z. B. ebenfalls ein Potenzgesetz mit  $\alpha = 0,5$  so erhält man aus (8.28) :

$$G(f) = 1 / \sqrt{\bar{S}_X(f)} \quad (8.29)$$

Der Verlauf des Gewinns  $G(f)$  eines solchen Formantkomponders ist in Bild 65 in logarithmischer Form dargestellt. Der Vergleich mit Bild 63 zeigt erwartungsgemäß, daß auch der Gewinn einen geglätteten Verlauf aufweist. Hierdurch wird am Ausgang eines Formantexpanders nicht mehr für jede Frequenz  $f$  ein möglichst großes Verhältnis der Leistungsdichten von Nutz- und Störsignal erreicht.

Wenn der Expander aber das Leistungsdichtespektrum des Störsignals insgesamt so formt, daß es in den Frequenzbereichen vermindert wird, in denen das Nutzsignal eine durch eine geringe Höhe der zugehörigen Mithörschwelle gekennzeichnete geringe Verdeckungswirkung aufweist, dann wird damit die Hörbarkeit des Störgeräuschs vermindert.

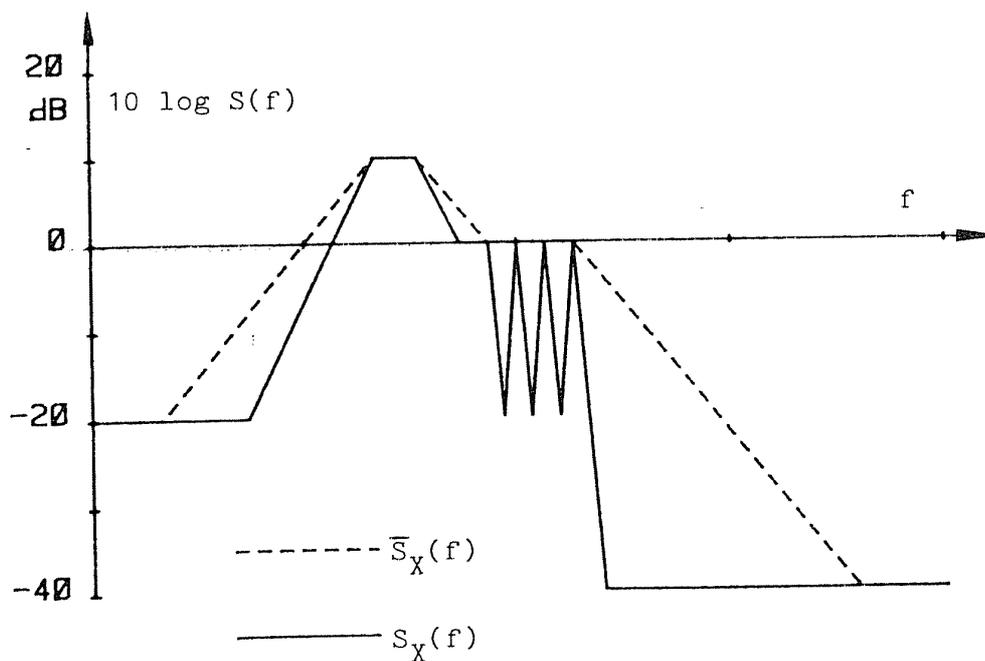


Bild 64

Logarithmische Darstellung eines Leistungsdichtespektrums  $S_X(f)$  und einer durch Glättung daraus gewonnenen Größe  $\bar{S}_X(f)$

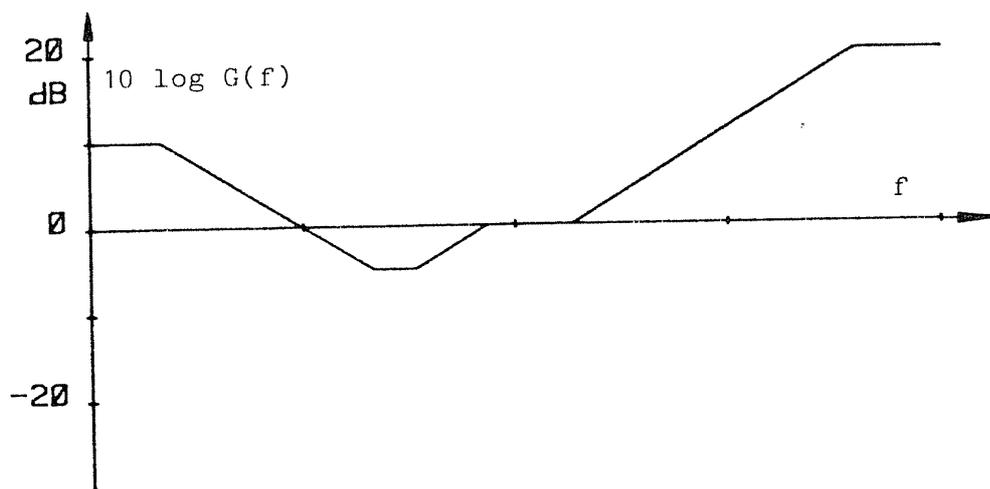


Bild 65

Logarithmische Darstellung des spektralen Gewinns  $G(f)$  nach (8.28)

Ein geeignetes Glättungsverfahren sollte demnach nicht nur zu realisierbaren Übertragungsfunktionen von Formantkompressor und Formantexpander führen, sondern sollte auch die charakteristischen Eigenschaften der Mithörschwellen berücksichtigen.

Die Eigenschaften eines wie vorstehend beschriebenen Formantkomponders im Frequenzbereich entsprechen den Eigenschaften eines Silbenkomponders im Zeitbereich.

Dabei tritt an die Stelle der Multiplikation des Signals im Zeitbereich mit einer zeitlich veränderlichen Größe die Multiplikation des Spektrums mit einer im Frequenzbereich veränderlichen Größe, bzw. die Faltung des Signals im Zeitbereich mit der Impulsantwort eines an die Spektren von Nutz- und Störsignal angepaßten Formfilters.

Es ist allerdings zu beachten, daß die Formantkompondierung bisher nur für solche Signale definiert wurde, die als Musterfunktionen stationärer und ergodischer Prozesse mit zeitinvariantem Leistungsdichtespektrum modelliert werden können.

## 8.5 Gewinnung und Glättung von Spektralfunktionen

Das Leistungsdichtespektrum eines beliebigen stochastischen Signals kann praktisch immer nur als Schätzwert durch Operationen an einem endlichen zeitlichen Ausschnitt einer Musterfunktion gewonnen werden. Eine folgende Glättung kann in vorteilhafter Weise dazu führen, daß zufällige Schwankungen ausgeglichen werden.

Die bei analoger Signalverarbeitung übliche Methode zur Gewinnung eines geglätteten Spektrums verwendet eine Filterbank mit einer größeren Zahl lückenlos aneinander anschließender Analysefilter. Die an den Ausgängen einer Anordnung aus  $m$  Analysefiltern mit den idealen Leistungsübertragungsfunktionen

$$|H_{a\mu}(f)|^2 = \begin{cases} 1 & \text{für } f_{\mu} - B_{\mu} < f < f_{\mu} + B_{\mu} \\ 0 & \text{sonst} \end{cases} \quad \mu=1(1)m \quad (8.30)$$

theoretisch bestimmbareren mittleren Signalleistungen

$$\sigma_{\mu}^2 = \int_0^{+\infty} S_x(f) |H_{a\mu}(f)|^2 df \quad \mu=1(1)m \quad (8.31)$$

stellen aufgrund der Mittelung jeweils innerhalb der Frequenzgrenzen eines Bandfilters nur näherungsweise die Leistungsverteilung des Nutzsignals dar. Ersetzt man das tatsächliche Spektrum innerhalb der jeweiligen Bandpaß-Durchlaßbereiche durch ein mittleres Spektrum, so erhält man eine treppenförmige Kurve, die als eine erste Annäherung an ein bezüglich der Frequenzachse 'geglättetes' Spektrum betrachtet werden kann.

Man erhält aus (8.31) :

$$\bar{S}_x(f) = \sum_{\mu=1}^m \frac{\sigma_{\mu}^2}{2B_{\mu}} |H_{a\mu}(f)|^2 \quad (8.32)$$

Mit Hilfe einer Bezugs-Leistungsdichte, die z.B. aus der innerhalb der Analysebandbreite  $2B_{\mu}$  zulässigen maximalen Leistung hervorgeht,

$$S_{xb}(f) = \sigma_{\mu m}^2 / 2 B_{\mu} \quad (8.33)$$

gelangt man schließlich zu einem dimensionslosen, bezogenen Leistungsdichtespektrum, das je nach Form der nicht ideal steilflankig realisierbaren Bandfilter durch eine mehr oder weniger steilflankige Treppenkurve dargestellt wird :

$$\bar{S}_X(f) = \sum_{\mu=1}^m \frac{\sigma_{\mu}^2}{\sigma_{\mu m}^2} |H_{a\mu}(f)|^2 \quad (8.34)$$

Praktisch sind die Signalleistungen (8.31) an den Filterausgängen nur mit Hilfe einer gleitenden Kurzzeit-Mittelwertbildung entsprechend (7.10) zu gewinnen. Berücksichtigt man dies in (8.34), so erhält man eine Darstellung eines geglätteten 'Kurzzeit'-Leistungsdichtespektrums:

$$\bar{S}_X(f, t) = \sum_{\mu=1}^m \frac{\bar{x}_{b\mu}(t)^2}{\sigma_{\mu m}^2} |H_{a\mu}(f)|^2 \quad (8.35)$$

Für die Zwecke der Formantkompandierung sollte die Anzahl der Analysefilter mindestens der Anzahl der Frequenzgruppen entsprechen oder eher noch größer sein, da die Frequenzgrenzen der Gruppen nicht festliegen (s. Kapitel 3), und die jeweilige Bandbreite sollte höchstens die Breite der entsprechenden Frequenzgruppe erreichen (s. Bild 5).

## 8.6 Allgemeine Realisierung der Formantkompression

Formantkompressor und Formantexpander stellen Leistungsdichte-Formfilter dar. Deren Leistungsübertragungsfunktionen ergeben sich mit Hilfe eines Kompressionsgesetzes aus dem geglätteten Leistungsdichtespektrum von Eingangs- oder Ausgangssignal unter Berücksichtigung des Verlaufes der zum Nutzsinal gehörenden Mithörschwellen.

Damit sowohl das Kompressorfilter als auch das inverse Expanderfilter realisierbare Filter darstellen können, sind bestimmte Anforderungen zu erfüllen /22/. Doch auch nach einer Glättung des Signalspektrums sind diese im allgemeinen nicht erfüllbar, denn z. B. (8.29) ist nur näherungsweise als gebrochen rationale Funktion darstellbar.

Eine Lösungsmöglichkeit erhält man jedoch, wenn man die Übertragungsfunktionen von Kompressor und Expander von vornherein auf bestimmte realisierbare Verläufe einschränkt und mit diesen dann die gewünschten Leistungsübertragungsfunktionen annähert.

Wählt man z. B. eine Linearkombination von  $n$  realisierbaren Bandfiltern mit endlicher Flankensteilheit und den Übertragungsfunktionen  $H_v(f)$  zusammen mit  $n$  Multipliziergliedern entsprechend Bild 66, so sind in Abhängigkeit von den Faktoren  $a_v$  folgende Leistungsübertragungsfunktionen darstellbar, die bei zeitvariablen  $a_v$  ebenfalls zeitvariabel sind :

$$|H(f, t)|^2 = \left| \sum_{v=1}^n a_v(t) H_v(f) \right|^2 \quad (8.36)$$

Will man mit einer solchen Anordnung ein z. B. aus (8.24) bestimmtes Formfilter realisieren, so ist es zweckmäßig, wenn die Frequenzbandgrenzen der  $m$  Analysefilter, mit deren Hilfe das geglättete Leistungsdichtespektrum  $\bar{S}_X(f)$  bestimmt wurde, übereinstimmen mit den Frequenzbandgrenzen der  $n$  Bandfilter, mit denen (8.36) realisiert wird. Wenn die Bandfilter näherungsweise ideal sind, erhält man durch Vergleich von (8.35) mit (8.36) :

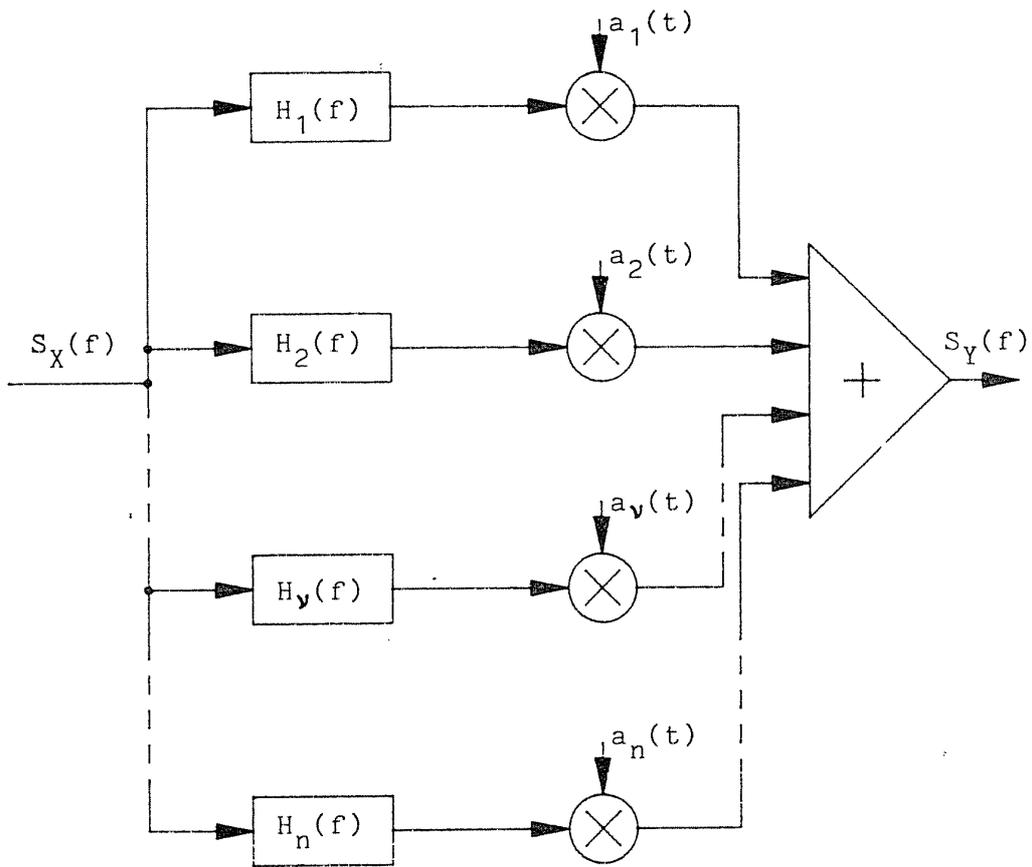


Bild 66

Filteranordnung mit einer Leistungsübertragungsfunktion nach (8.36)

$$a_{\nu}^2 = \frac{F_K \left[ \sigma_{\mu}^2 / \sigma_{\mu m}^2 \right]}{\sigma_{\mu}^2 / \sigma_{\mu m}^2} \quad (8.37)$$

Mit Hilfe des Kompressorgesetzes  $F_K$  lassen sich also die Faktoren  $a_{\nu}$  aus der gemessenen und durch die  $\sigma_{\mu}^2$  dargestellten spektralen Leistungsverteilung bestimmen.

Eine entsprechend aufgebaute und als Formantkompressor geeignete Anordnung ist in Bild 67 dargestellt.

Wenn nur die Analysefilter näherungsweise ideal sind, aber wenigstens die Frequenzgrenzen beider Filtergruppen übereinstimmen, kann (8.37) trotzdem verwendet werden. Die resultierende Übertragungsfunktion entsprechend (8.36) ist dann lediglich noch weitergehender geglättet als das Ergebnis der Analyse nach (8.35). Zur Vereinfachung ist es auch möglich, die zusammengehörigen ( $\nu = \mu$ ) Filter in Bild 67 zusammenzufassen und gemeinsam oder eines als Teil des anderen zu realisieren.

Aus (8.37) und aus Bild 67 kann schließlich eine weitgehende Verwandtschaft zwischen Formantkommandierung und Silbenkommandierung abgeleitet werden, aus der Wege zur Vereinfachung und näherungsweisen Realisierung der Formantkommandierung abgeleitet werden können.

Offensichtlich stellt die Anordnung in Bild 67 innerhalb der Frequenzgrenzen eines der  $m$  Analysefilter einen Silbenkompressor dar. Es ist aus (8.37) zu sehen, daß die multiplikative Größe  $a_{\nu}$  mit Hilfe des Kompressorgesetzes  $F_K$  aus der mittleren, bezogenen Signalleistung hervorgeht. Dies entspricht der Silbenkommandierung unter Benutzung des quadratischen Mittelwerts (7.10).

Es ist daher folgender Schluss zu ziehen :

Eine Formantkommandierung kann - insbesondere mit Mitteln der analogen Signalverarbeitung - näherungsweise realisiert werden als eine Vielfach-Silbenkommandierung innerhalb schmaler Frequenzbereiche, die den Nutzfrequenzbereich lückenlos überdecken.

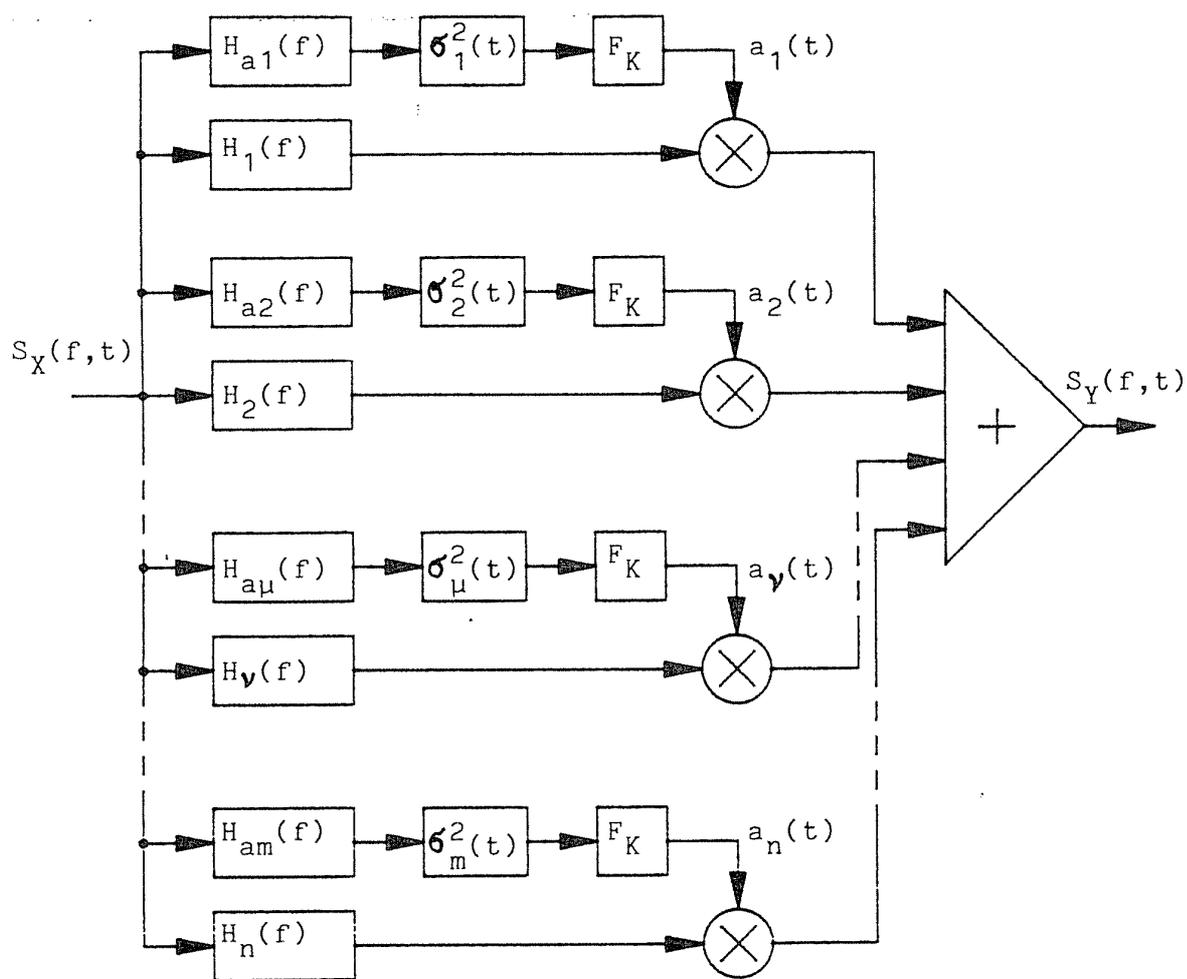


Bild 67

Darstellung eines Formantkompressors nach der Bandfiltermethode

Hieraus folgt u. a., daß zur Vermeidung von Signalverzerrungen sämtliche Überlegungen zur zeitlichen Glättung bei der Silbenkommandierung auch für jeden der Einzelbereiche zutreffend sind, aus denen ein Formantkommander zusammengesetzt sein kann. Die Formantkommandierung wurde zwar über den Begriff der Leistungsdichte eingeführt, was mit (8.37) zu einer Darstellung mit Hilfe von mittleren Signalleistungen führt, aber für jeden Einzel-Silbenkommander innerhalb eines Frequenzbandes sind sämtliche in Kapitel 7 abgeleitete Methoden zur Gewinnung einer mit der Zeit  $t$  veränderlichen Steuergröße  $\bar{x}(t)$  anwendbar.

## 8.7 spezielle Realisierungen

### 8.7.1 Mehrbandkompander

Die beschriebene allgemeine Realisierung eines Formantkompanders mit Hilfe der Filtermethode führt zunächst zu der Forderung nach einer den Gehöreigenschaften entsprechenden möglichst großen Zahl getrennter Frequenzbänder. Orientiert man sich an der Anzahl der Frequenzgruppen, so wäre etwa  $n = 24$  zu fordern. Dies stellt einen erheblichen Aufwand dar.

Praktische Versuche haben jedoch gezeigt, daß man den Aufwand deutlich geringer halten kann, ohne daß eine nennenswerte Verschlechterung des Verhaltens eintritt. So sind Formantkompander mit  $n = 4$  mehrfach angegeben worden /33, 43, 52/. Das Verfahren 'telcom - C4' /52/ weist exakt die in Kapitel 8.6 dargestellte Struktur mit  $m = 4$  steilflankigen Analysefiltern (Flankensteilheit 18 dB/Okt.) und  $n = 4$  Kompressor- bzw. Expander-Filtern mit flacherem Verlauf (6 dB/Okt.) auf. Der Betragsverlauf dieser Filter ist in Bild 68 dargestellt.

Eine weitere Reduzierung des Aufwandes ist möglich. Anordnungen mit  $n = 3$  und mit  $n = 2$  wurden untersucht und vorgeschlagen /40/. Zur noch weiteren Vereinfachung kann man sogar dazu übergehen, bei  $n = 2$  nur in einem der beiden Frequenzbereiche zu komprimieren ( $a_1 = 1$ ) /41/.

Für  $n = 1$  entartet der Formantkompander schließlich zu einem einfachen Silbenkompander.

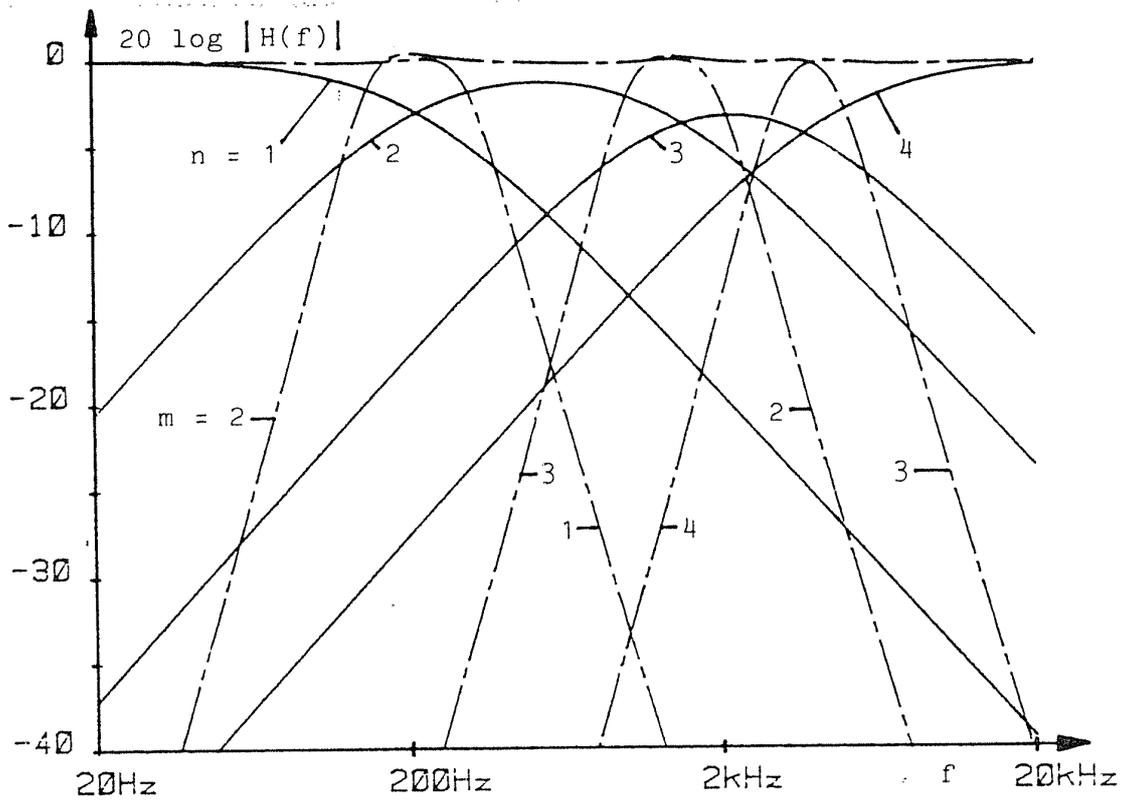


Bild 68

Darstellung der Frequenzbandaufteilung in  $n = 4$   
Teilfrequenzbänder und des Verlaufs der  $m = 4$   
Analysefilter bei einem Kompander nach /43/

### 8.7.2 Sliding-Band Kompander

Eine weitere einfache Ausführungsform der Formantkompanderung stellt das sogenannte 'sliding-band' Verfahren dar /72/, das unter der Bezeichnung 'Dolby-B' eine weite Verbreitung in der Unterhaltungselektronik gefunden hat.

Zur näherungsweise Darstellung eines bestimmten Formfilters für Kompressor oder Expander steht hier nur eine im Vergleich zu (8.36) sehr einfache Kombination aus konstantem Anteil und mittels einer Größe  $b$  veränderlichem Hochpaß zur Verfügung.

Die Übertragungsfunktion des Kompressors lautet:

$$H_K(f, b) = 1 + H_{HP}(f, b) = 1 + a_0 \frac{j f/bf_1}{1 + j f/bf_1} \quad (8.38)$$

Die Konstante  $a_0$  legt die Menge der Höhenanhebung fest. Die Verschiebung entlang der Frequenzachse ('sliding-band') erfolgt durch Ändern der Größe  $b$  ( $b \geq 1$ ), wobei die untere Frequenzgrenze für  $b = 1$  mit  $f_1$  festgelegt wird. Eine solche Übertragungsfunktion ist in Bild 69 dargestellt.

Der Hochpaß allein wird gleichzeitig zur näherungsweise Bestimmung des Leistungsdichtespektrums des Eingangssignals verwendet. Durch Veränderung der Größe  $b$  könnte dabei der Hochpaß stets so eingestellt werden, daß die auf diesen Frequenzbereich entfallende Signalleistung einen Maximalwert nicht überschreitet.

$$\sigma_{HP}^2(b, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_X(f, t) |H_{HP}(f, b)|^2 df < \sigma_{HPmax}^2 \quad (8.39)$$

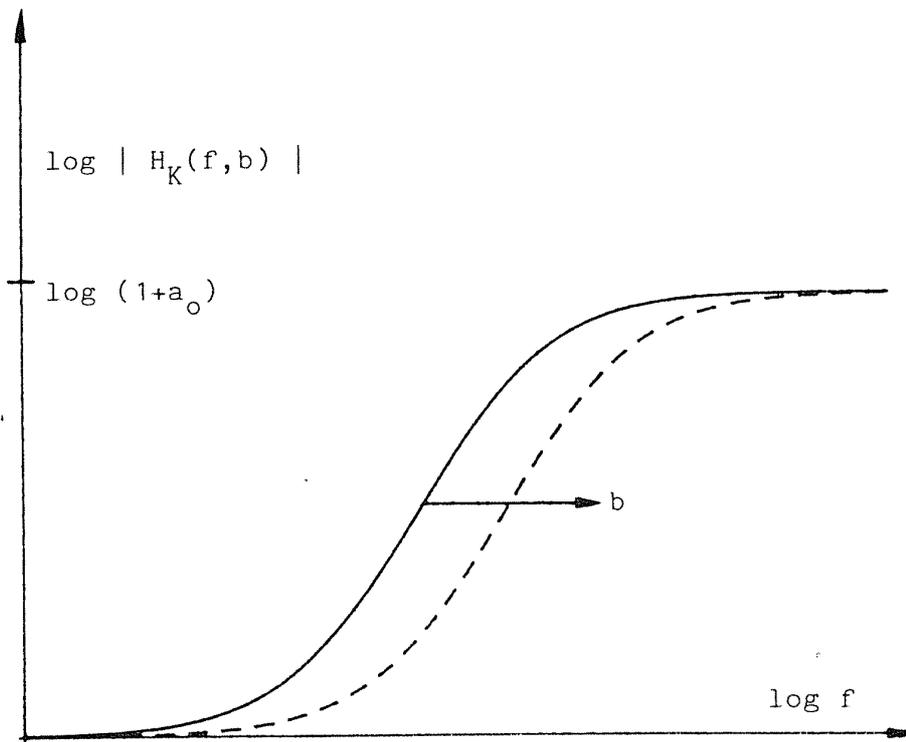


Bild 69

Darstellung einer 'sliding-band' Übertragungsfunktion nach (8.38)

In der ausgeführten Schaltung wird  $a_0 = 2,29$  und  $f_1 = 1500$  Hz verwendet und anstelle der Leistungsmessung mit Hilfe des quadratischen Mittelwerts wird der Betragsmittelwert bzw. der Einweg-Gleichrichtwert verwendet.

Das erst vor kurzem unter der Bezeichnung 'Spectral Recording' vorgestellte Verfahren /76/ stellt eine Kombination des Sliding-Band Verfahrens mit dem Verfahren der Frequenzbandaufteilung dar. Die Übertragungsfunktion von Kompressor und Expander wird durch eine Anordnung von fünf bei unterschiedlichen Frequenzen und bei unterschiedlichen Signalpegeln wirksamen Sliding-Band Schaltungen realisiert, die jeweils für sich mit festen Filtern kombiniert sind.

Dieses bedingt einen sehr hohen Aufwand, der aber durch die hohe Qualität der Kommandierung und bei einer Anwendung im Tonstudiobereich gerechtfertigt ist.

Der beschriebenen Formantkommandierung kommt dieses Verfahren sehr nahe.

### 8.7.3 Silbenkompander mit Pre/Deemphase

Silbenkompander werden häufig mit einer Preemphase vor dem Kompressor und mit der entsprechenden Deemphase hinter dem Expander realisiert. Diese Vorgehensweise läßt sich ebenfalls mit Hilfe des Verfahrens der Formantkompondierung erläutern.

An einer Musterfunktion eines 'langsam' veränderlichen nicht-stationären Prozesses läßt sich nicht nur, wie in Kapitel 8.2 gezeigt, durch Mittelung über kurze Zeitabschnitte ein zeitabhängiges Kurzzeit-Leistungsdichtespektrum bestimmen. Durch Mittelung über einen langen Zeitraum läßt sich außerdem ein mittleres, nicht zeitabhängiges Leistungsdichtespektrum abschätzen.

Macht man dies zur Grundlage einer Formantkompondierung, so erhält man entsprechend mittlere, nicht zeitabhängige Formfilter für Kompressor und Expander. Übrig bleibt die Auswertung der zeitlich veränderlichen Gesamtleistung des Signals, was einer Silbenkompondierung entspricht.

Äquivalent ist die Beschreibung als Formantkomponder mit  $m = n = 1$ , wobei dann das eine verbliebene Filter das durch Mittelung über einen langen Zeitraum bestimmte konstante Formfilter nachbildet.

Die Kompondierung mit Pre/Deemphase beruht also darauf, daß hinsichtlich der spektralen Darstellung nur das vorweg zu bestimmende Langzeitverhalten einer Signalquelle ausgewertet wird. Dies bedeutet eine wesentliche Vereinfachung, aber auch die Gefahr des nichtoptimalen Verhaltens, wenn Kurzzeit- und Langzeitspektrum tatsächlich einmal stark voneinander abweichen.

Als Beispiel für eine solche Pre/Deemphase ist in Bild 70 der Amplitudenfrequenzgang der Preemphase im Kompressor des HIGH-COM Kompondierungsverfahrens gezeigt /52/.

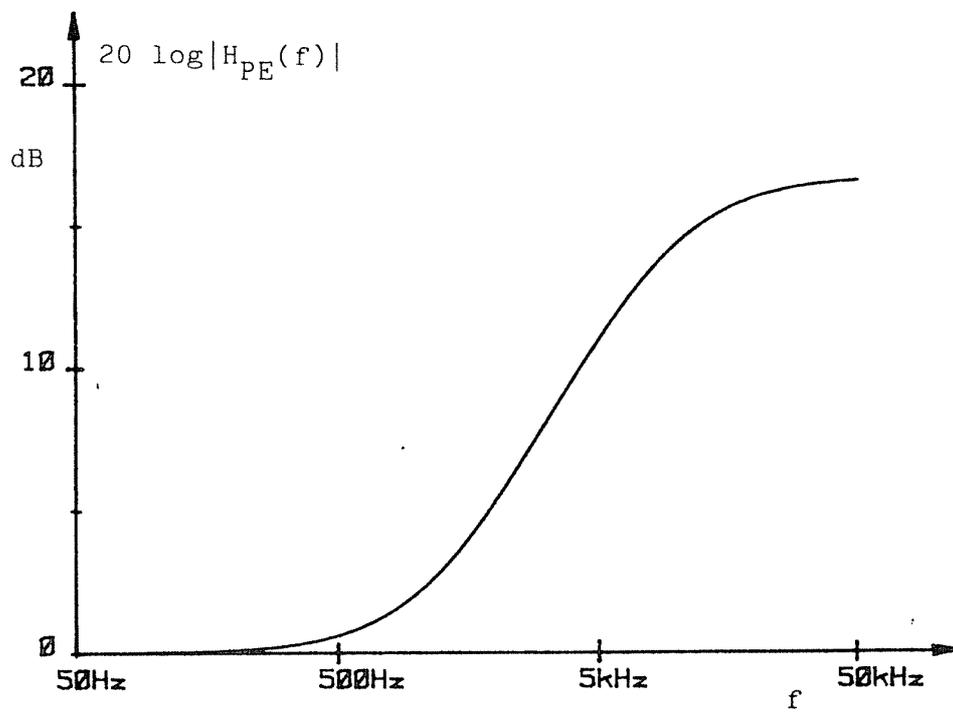


Bild 70  
Amplitudenfrequenzgang der Preemphase eines  
HIGH-COM Kompressors

Dieser Verlauf wurde aufgrund von sorgfältigen Hörversuchen ermittelt. Zwar können durchaus Nutzsignale auftreten, deren Kurzzeitspektren stark von dem Langzeitspektrum abweichen, für das die Pre/Deemphase optimiert wurde. Zusammen mit dem in Kapitel 7.7 beschriebenen speziellen Steuergrößenerzeuger bleibt aber die Hörbarkeit von nicht verdecktem Störgeräusch auf kurze Zeitabschnitte beschränkt.

In Anbetracht des für ein in der Konsum-Elektronik einzusetzendes Verfahren geringen zulässigen Aufwandes stellt diese Kombination offenbar einen günstigen Kompromiß dar, sowohl hinsichtlich des zeitlichen als auch des spektralen Verhaltens des Kompandierungsverfahrens.

## 8.8 Folgerungen

Es konnte gezeigt werden, daß eine Kompondierung unter Berücksichtigung der Leistungsdichtespektren von Nutz- und Störsignalen und der Mithörschwellen des Gehörs mit den gleichen Mitteln beschreibbar ist wie die Momentanwert- und Silbenkompondierung im Zeitbereich.

Die gleichen Überlegungen, die die Kompondierung im Zeitbereich günstiger und leichter realisierbar gestalteten und dabei vom Momentanwert- zum Silbenkomponder führten, lassen sich auch auf die Kompondierung im Frequenzbereich anwenden.

Der durch Glättung im Zeitbereich zu gewinnenden Steuergröße des Silbenkomponders entspricht eine durch Glättung im Frequenzbereich zu gewinnende mit der Frequenz veränderliche Größe.

Für eine Kompondierung unter Benutzung dieser Größe wird hier die Bezeichnung 'Formantkompondierung' vorgeschlagen. Diese ist zunächst nur für solche Signale definiert, die durch Musterfunktionen stationärer und ergodischer Prozesse modellierbar sind.

Es zeigte sich bei der weiteren Untersuchung, daß eine Erweiterung auch auf solche Signale möglich ist, die durch Musterfunktionen von 'langsam' veränderlichen Prozessen modelliert werden können. Da deren Leistungsdichtespektren stets nur als Kurzzeitspektren annähernd bestimmbar sind, folgt, daß bei einer Formantkompondierung dieser Signale sowohl in Bezug auf die Frequenzachse als auch in Bezug auf die Zeitachse geglättete Größen betrachtet werden müssen.

Die näherungsweise Realisierung der Formantkompondierung mit analoger Signalverarbeitung führt auf eine möglichst weitgehende Aufteilung des Frequenzbandes, wobei das Verhalten innerhalb eines Teil-Frequenzbandes als Silbenkompondierung beschrieben werden kann.

Dieser 'Formantkomponder im weiteren Sinn' verwendet weitgehend die Erkenntnisse über den Hörvorgang bezüglich Auflösungsvermögen und Verdeckung, sowohl in zeitlicher als auch in spektraler Hinsicht.

## 9. Zusammenfassung

Ein Vergleich zwischen der Kanalkapazität von gebräuchlichen elektroakustischen Übertragungskanälen und der wesentlich geringeren Kapazität, mit der der menschliche Hörvorgang gekennzeichnet werden kann, läßt auf erhebliche Möglichkeiten zur Verringerung der benötigten Kanalkapazität durch Redundanz- und Irrelevanzreduktion schließen.

Eine mögliche Vorgehensweise zur Verringerung der benötigten Kanalkapazität durch Irrelevanzreduktion stellt das bereits seit den 20er Jahren dieses Jahrhunderts bekannte Verfahren der 'Kommandierung' dar.

Die grundsätzliche Wirkungsweise dieses Verfahrens wurde durch 'Kompressor-' und 'Expandergesetze' beschrieben, deren notwendige Eigenschaften aus den in Kapitel 3 zusammengestellten und hierfür wesentlichen Eigenschaften des Gehörs abgeleitet wurden. Ebenso wurden Kriterien zur Beurteilung der Wirkung der Kommandierung aus den Eigenschaften des Gehörs abgeleitet.

Die Untersuchung wurde dabei auf den Fall beschränkt, daß im Übertragungskanal nur additive und kleine Störsignale hinzutreten. Wenn andere als additive oder relativ große additive Störsignale auftreten, ist die einwardfreie Rekonstruktion des Nutzsignals im Expander im allgemeinen nicht möglich. Diese Fälle können jedoch bei vielen Anwendungen, z. B. der Tonaufzeichnung auf Hifi-Cassettentonbandgeräten, weitgehend ausgeschlossen werden.

Einige bekannte und auch bisher unbekannte Beispiele für Kommandierungsgesetze wurden aufgezeigt und beurteilt.

Die direkte Anwendung dieser Gesetze als Übertragungs-'Kennlinie' der Momentanwertkommandierung führt zu hohen nichtlinearen Verzerrungen am Ausgang des Kompressors, deren exakte Aufhebung im Expander bei analoger Signalübertragung eine erhebliche Ausweitung der Bandbreite des Übertragungskanals verlangt.

Die Nachteile einer Momentanwertkompondierung lassen sich durch Anwendung der Silbenkompondierung vermindern. Diese ist gekennzeichnet durch eine 'zeitkonstantenbehaftete' Veränderung der Nutzsignale. In Kapitel 6 wurde abgeleitet, daß sich die Silbenkompondierung mit den schon eingeführten Mitteln beschreiben und beurteilen läßt, wenn die Gesetze nicht auf das Signal selber, sondern auf seine Hüllkurve angewendet werden.

Obwohl diese Hüllkurve technisch allenfalls näherungsweise bestimmbar ist und tatsächlich nur stark geglättete Verläufe dieser Näherungen zur Steuerung der Silbenkompondierung verwendet werden, konnten mit Hilfe des Ansatzes die notwendigen Parameter der zur Gewinnung der 'Steuergröße' verwendeten Schaltungen abgeleitet werden.

In Kapitel 7 wurden bekannte und weniger bekannte Verfahren zur Gewinnung einer 'Steuergröße' untersucht.

Dabei wurde die bemerkenswerte Tatsache abgeleitet, daß bei jedem der vorgestellten Verfahren zur Steuergrößenerzeugung ein eindeutiger Zusammenhang zwischen der Höhe der restlichen nichtlinearen Verzerrungen am Ausgang des Kompressors und dem Ausklingverhalten des Silbenkomponders besteht.

Die Vorgabe eines bestimmten Ausklingverhaltens legt die Höhe der nichtlinearen Verzerrungen am Ausgang des Kompressors in Abhängigkeit von der Signalfrequenz fest.

Zwar werden diese Verzerrungen grundsätzlich im komplementären Expander wieder aufgehoben. Das gilt aber nur dann, wenn Kompressor und Expander tatsächlich komplementär sind und wenn zwischen ihnen lediglich additive Störungen in geringer Höhe zugefügt werden.

In der Praxis ist diese Idealisierung aber nicht einzuhalten, so daß bereits für das Ausgangssignal des Kompressors eine möglichst geringe Höhe der nichtlinearen Verzerrungen zu fordern ist.

Da aber aufgrund der Eigenschaften des Gehörs auch an das Ausklingverhalten bestimmte Anforderungen zu stellen sind, kann man zu widersprüchlichen Forderungen für die zu wählenden Parameter kommen.

Einen Ausweg zeigt hier der vom Verfasser entwickelte und in Kapitel 7.7 näher beschriebene Steuergrößenerzeuger, der eine von der Höhe der restlichen nichtlinearen Verzerrungen nahezu unabhängige Wahl des Ausklingverhaltens gestattet. Erreicht wird dies durch die Verwendung einer signalabhängigen Ausklingzeitkonstanten der Glättungsschaltung.

Dieser Steuergrößenerzeuger ist wesentlicher Bestandteil des vom Verfasser für die HI-FI Tonband- und Cassettenaufzeichnung entwickelten 'HIGH COM' - Kommandierungsverfahrens, das u. a. auch für den FM-Rundfunk vorgeschlagen wurde.

Die möglichst günstige Auslegung des Steuergrößenerzeugers ist allerdings noch nicht ausreichend für die Konstruktion eines Silbenkommanders für hohe Qualitätsanforderungen. Es muß auch die Frequenzabhängigkeit der Verdeckung gleichzeitiger Schallereignisse berücksichtigt werden.

Kommandierungsverfahren für die Anwendung im professionellen Bereich weisen daher oft eine Aufteilung des Nutzfrequenzbereiches in mehrere Teilbereiche auf. In Kapitel 8 wurde gezeigt, daß sich diese Verfahren ebenfalls mit den grundsätzlich gleichen Mitteln beschreiben und beurteilen lassen.

Durch formale Übertragung der Kommandierungsgesetze vom Zeit- in den Frequenzbereich gelangt man zunächst zu einer praktisch nicht realisierbaren 'Kommandierung im Frequenzbereich'. Führt man jedoch hier ebenfalls eine 'geglättete' Größe ein, so erhält man im Frequenzbereich eine Darstellung, die der Silbenkommandierung im Zeitbereich verwandt ist. Für diese wurde die Bezeichnung 'Formantkommandierung' gewählt.

Die so gefundene Darstellung gilt zunächst nur für Signale, die sich als Musterfunktionen stationärer und ergodischer Prozesse modellieren lassen. Eine Erweiterung auf Signale, die sich durch Musterfunktionen nichtstationärer Prozesse modellieren lassen, ist jedoch möglich und führt zu sowohl bezüglich der Zeitachse als auch bezüglich der Frequenzachse geglätteten Größen. Es läßt sich dann zeigen, daß verschiedene bekannte Kommandierungsverfahren als näherungsweise Realisierungen eines 'Formantkommanders im weiteren Sinne' beschrieben werden können.

Die aus dem allgemeinen Ansatz in Kapitel 4 hervorgehende neuartige Beschreibung als Formantkommandierung im Zeit- und Frequenzbereich weist zusätzlich auch auf über den Rahmen dieser Arbeit hinausgehende Möglichkeiten und Wege zur weiteren Entwicklung des Verfahrens der Kommandierung hin.

## 10. Anhang

### 10.1 Beweis von (7.17)

Es soll nachgewiesen werden, daß bei einem Kompander nach dem Potenzgesetz bei Verwendung entweder der aus dem Eingangssignal  $x(t)$  gewonnenen Steuergröße  $\bar{x}(t)$  oder der aus dem Ausgangssignal  $y(t)$  des Kompressors gewonnenen Steuergröße  $\bar{y}(t)$  ein identischer Verlauf des Ausgangssignals des Kompressors erreicht werden kann, wenn die Zeitkonstanten der zur Gewinnung der Steuergrößen verwendeten Tiefpässe 1. Grades entsprechend (7.17) gewählt werden.

Das Ausgangssignal eines Potenzkompressors bei Gewinnung der Steuergröße aus dem Eingangssignal erhält man mit (6.15), wenn die exakte Hüllkurve  $c_x(t)$  durch die nur als ihre Näherung bestimmbare Steuergröße  $\bar{x}_v(t)$  ersetzt wird:

$$y(t) = (\bar{x}_v(t))^{\alpha - 1} \cdot x(t) \quad (10.1)$$

Entsprechend erhält man das Ausgangssignal bei Gewinnung der Steuergröße aus dem Ausgangssignal mit (6.17):

$$y(t) = (\bar{y}_v(t))^{\frac{\alpha - 1}{\alpha}} \cdot x(t) \quad (10.2)$$

Die jeweilige Steuergröße  $\bar{x}(t)$  bzw.  $\bar{y}(t)$  erhält man als Näherung der Signal-Hüllkurve durch Bildung der  $v$ -ten Potenz der Beträge der Signale  $x(t)$  bzw.  $y(t)$  und Tiefpaßfilterung entsprechend (7.8).

$$\bar{x}_v^v(t) = |x(t)|^v \times \frac{1}{T_x} e^{-t/T_x} \quad (10.3)$$

$$\bar{y}_v^v(t) = |y(t)|^v \times \frac{1}{T_y} e^{-t/T_y} \quad (10.4)$$

Die Faltung einer beliebigen Zeitfunktion  $u(t)$  mit der Impulsantwort  $h(t)$  eines Tiefpasses vom Grad 1 läßt sich mit Hilfe fortlaufender partieller Integration in eine unendliche Reihe entwickeln. Unter der Voraussetzung der entsprechenden Differenzierbarkeit von  $u(t)$  erhält man:

$$\begin{aligned}
 u(t) * h(t) &= \frac{1}{T} \int_{-\infty}^t u(\tau) e^{-(t-\tau)/T} d\tau \\
 &= u(t) - T \frac{d u(t)}{dt} + T^2 \frac{d^2 u(t)}{dt^2} - T^3 \frac{d^3 u(t)}{dt^3} + \dots \\
 &= u(t) - T \left( \frac{d u(t)}{dt} * h(t) \right) \quad (10.5)
 \end{aligned}$$

Zur Vereinfachung wird in den folgenden Formeln der Index  $v$  sowie die Kennzeichnung der Zeitabhängigkeit weggelassen. Aus (10.3) erhält man mit (10.5):

$$\bar{x}^v = |x|^v - T_x \left( \frac{d |x|^v}{dt} * \frac{1}{T_x} e^{-t/T_x} \right) \quad (10.6)$$

Daraus wird durch Umstellung:

$$|x|^v = \bar{x}^v + T_x \left( \frac{d |x|^v}{dt} * \frac{1}{T_x} e^{-t/T_x} \right) \quad (10.7)$$

Aus (10.1) erhält man durch Betragsbildung und Potenzierung mit  $v$ :

$$|y|^v = \bar{x}^{(\alpha-1)v} \cdot |x|^v \quad (10.8)$$

und weiter mit (10.7) :

$$|\dot{y}|^y = \frac{\alpha v}{\bar{x}} + \frac{(\alpha-1)v}{\bar{x}} \cdot T_x \left( \frac{d|x|^y}{dt} \right) \times \frac{1}{T_x} e^{-t/T_x} \quad (10.9)$$

Zur Gewinnung der Steuergröße  $\bar{y}$  ist dieses Ergebnis in (10.4) einzusetzen. Entwickelt man dann (10.4) entsprechend (10.5), so ergibt es sich, daß sich außer dem ersten Reihenglied alle weiteren Glieder gegeneinander aufheben, wenn  $T_x = \alpha T_y$  gesetzt wird. Das Ergebnis lautet schließlich:

$$\bar{y} = \bar{x}^\alpha \quad (10.10)$$

Dies bedeutet, daß (10.1) und (10.2) unter der Voraussetzung von (7.17) eine identische Darstellung geben.

q. e. d.

## 10.2 Beispiele für Hüllkurven und Steuergrößen

Um die besonderen Probleme der Steuergrößenerzeugung zu verdeutlichen, sind in den folgenden Bildern für drei typische Nutzsingnale die Hüllkurven  $c_x(t)$  und einige mit Hilfe verschiedener Methoden gewonnene Steuergrößen  $\bar{x}(t)$  dargestellt. Die gezeigten Hüllkurven  $c_x(t)$  wurden dabei gemäß (6.3) berechnet, wobei die Hilbert-Transformierte  $\hat{x}(t)$  mit Hilfe der diskreten Fourier-Transformation (DFT) gewonnen wurde.

In Bild 71 ist das Nutzsingnal (1) eine mit einer Hüllkurve (2) entsprechend (7.14) mit  $T_0 = 10$  ms ansteigende Sinusschwingung mit  $f = 500$  Hz.

Die Steuergröße (3) wurde als Betragsmittelwert (7.11) mit  $T_1 = 1$  ms gewonnen. Der Anstieg des Signals wird gut erfaßt, allerdings weist die Steuergröße einen hohen oszillierenden Anteil auf, der zu hohen nichtlinearen Verzerrungen führt. Dieser Anteil ist bei der Steuergröße (4) mit  $T_1 = 10$  ms deutlich vermindert, die Wiedergabe des Signalanstiegs ist hier aber nur unvollkommen. Entsprechend der Darstellung in Bild 35 ist mit Übersteuerungen im Ausgangssingnal eines Kompressors zu rechnen.

Das deutlich günstigere Verhalten der nichtlinearen Glättung nach Bild 49(b) zeigen die Steuergrößen (5) und (6). Die hier beim Anstieg wirksame Zeitkonstante  $T_{n2} = 0,3$  ms führt zu einer guten Annäherung der Steuergröße an die Hüllkurve. Bei (5) ist im Zeitabschnitt mit konstanter Hüllkurve infolge der Wahl der Ausklingzeitkonstanten mit  $T_{n1} = 20$  ms noch deutlicher ein oszillierender Anteil zu erkennen, der bei (6) mit  $T_{n1} = 200$  ms stark vermindert ist, ohne daß das Einschwingverhalten verändert ist.

In Bild 72 sind die mit den gleichen Steuergrößenerzeugern wie in Bild 71 erzielten Ergebnisse bei einem 800 ms dauernden Ausschnitt aus einem Sprachsingnal gezeigt. Die Hüllkurve  $c_x(t)$  (2) des hier nicht abgebildeten Signals wurde wieder mit Hilfe einer DFT und (6.3) erzeugt.

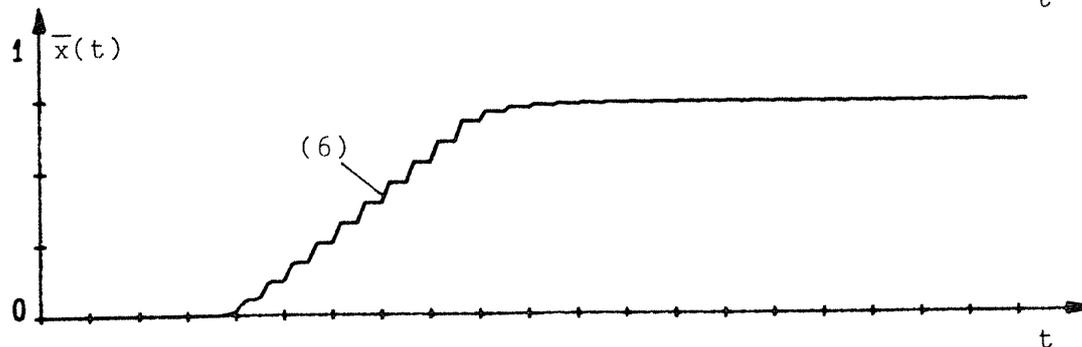
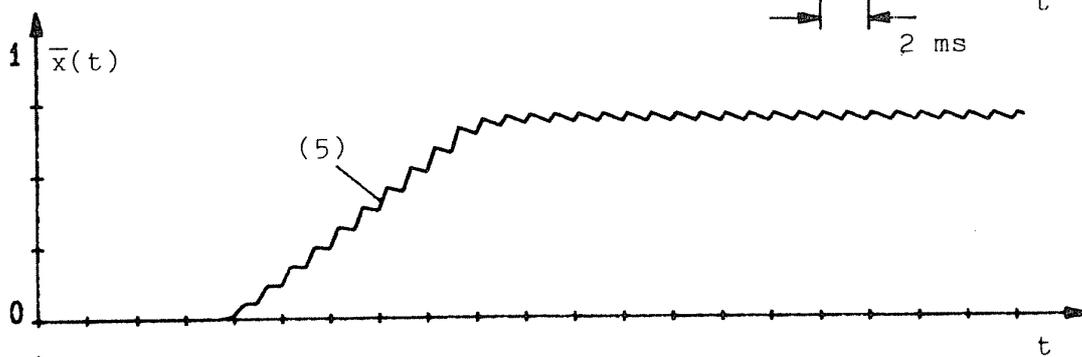
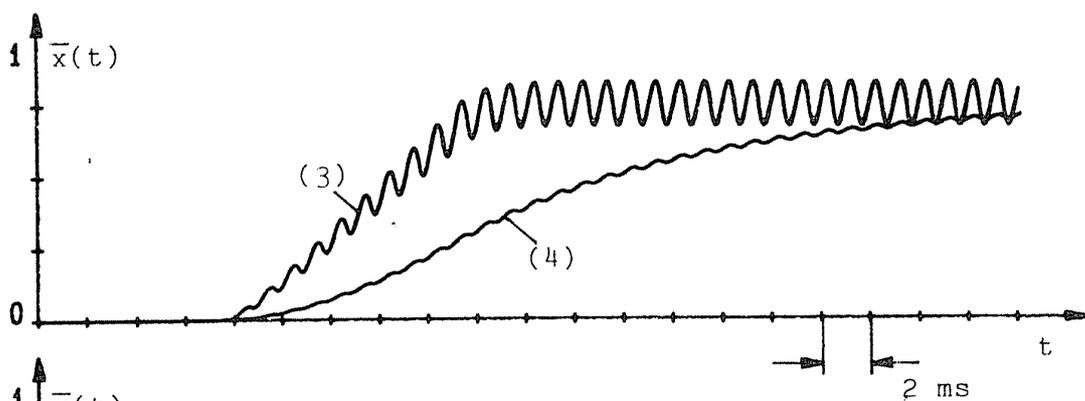
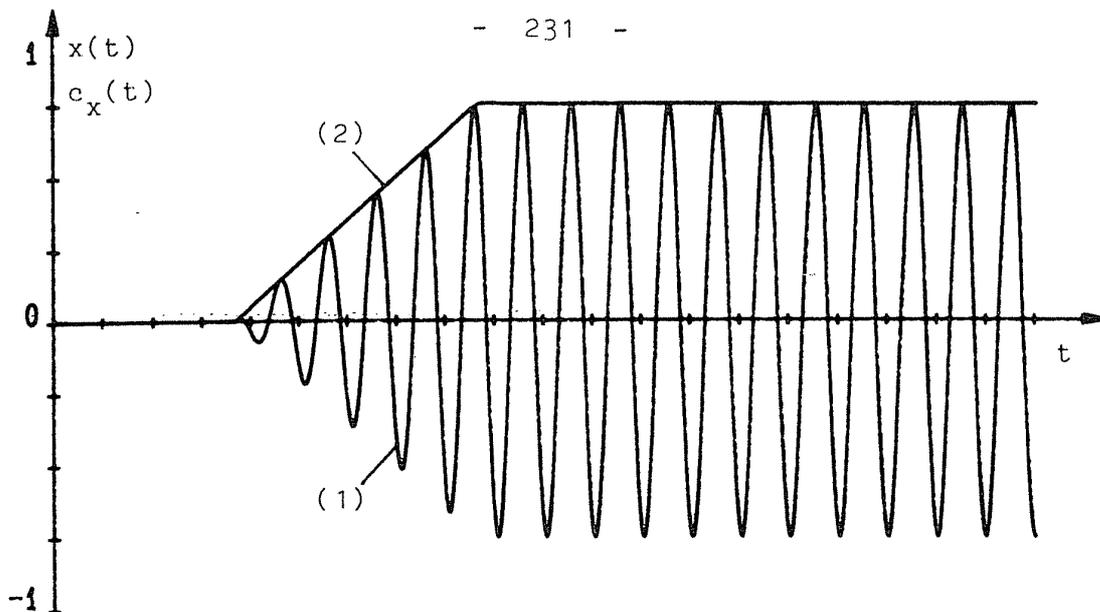


Bild 71 Hüllkurve  $c_x(t)$  und Steuergrößen  $\bar{x}(t)$  bei einem ansteigenden Sinussignal

Der Betragsmittelwert mit  $T_1 = 1$  ms (3) gibt den Verlauf der Hüllkurve recht gut wieder, ist allerdings wegen der hohen nichtlinearen Verzerrungen für Übertragungssysteme mit niedrigerer unterer Grenzfrequenz nicht brauchbar.

Bei  $T_1 = 10$  ms (4) erhält man nur eine geglättete 'mittlere' Annäherung an die Hüllkurve, die offensichtlich zu Übersteuerungsproblemen führen muß, weil  $\bar{x}(t)$  häufig deutlich kleiner als  $c_x(t)$  ist.

Die nichtlineare Glättung (5) ergibt zwar auch nur eine geglättete Annäherung an die Hüllkurve, erfaßt aber die Anstiegsvorgänge deutlich besser. Noch günstiger erscheint hier die nichtlineare Glättung mit umschaltbarer Ausklingzeitkonstante (6), die sowohl die Anstiegsvorgänge als auch die Pausen zwischen Silben gut erfaßt (siehe hierzu auch Bild 60).

Zu den Signalen, die einer Steuergrößenerzeugung die größten Schwierigkeiten bereiten, gehören Triangelanschläge. In Bild 73 ist ein solches Signal (1) zusammen mit seiner Hüllkurve (2) dargestellt.

Der Betragsmittelwert mit  $T_1 = 10$  ms (4) ist offensichtlich ungeeignet, während derselbe mit  $T_1 = 1$  ms (3) einen abgesehen vom unmittelbaren Beginn des Anschlags brauchbaren geglätteten Verlauf der Hüllkurve liefert. Da diese Version aber wegen der hohen nichtlinearen Verzerrungen nicht geeignet ist, kann wiederum nur die nichtlineare Glättung in Betracht gezogen werden.

Doch auch deren Grenzen zeigen sich hier in der trotz des geringen Wertes der Zeitkonstanten  $T_{n2} = 0,3$  ms mangelhaften Wiedergabe der Hüllkurve des unmittelbaren Anfangs des Signals (5). Die hier für eine Zeitdauer von höchstens 1 ms zu befürchtenden Übersteuerungen können aber bei einer Anwendung im Konsumbereich durchaus toleriert werden /52, 71, 85/.

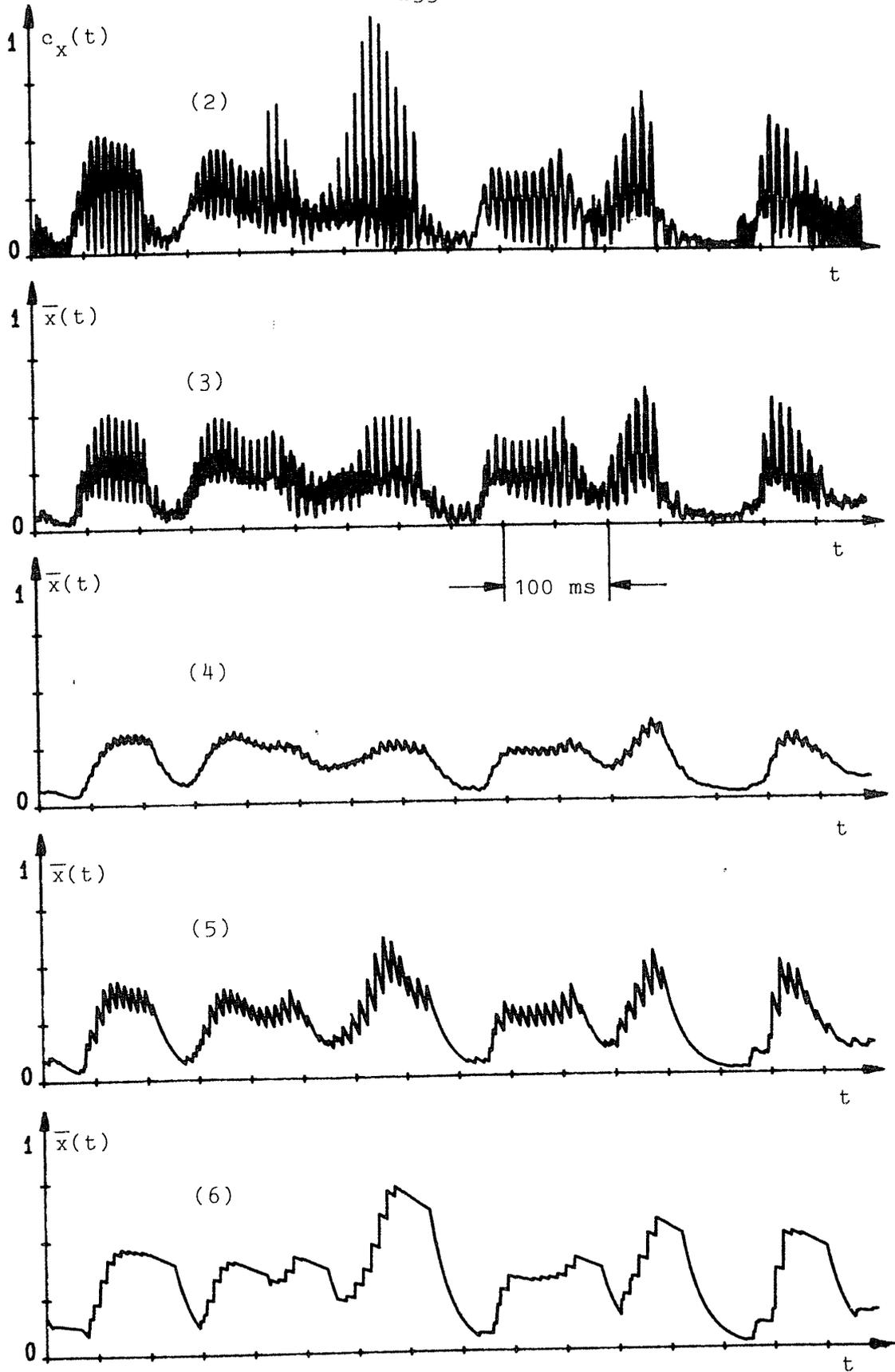


Bild 72 Hüllkurve  $c_x(t)$  und Steuergrößen  $\bar{x}(t)$  bei einem Sprachsignal

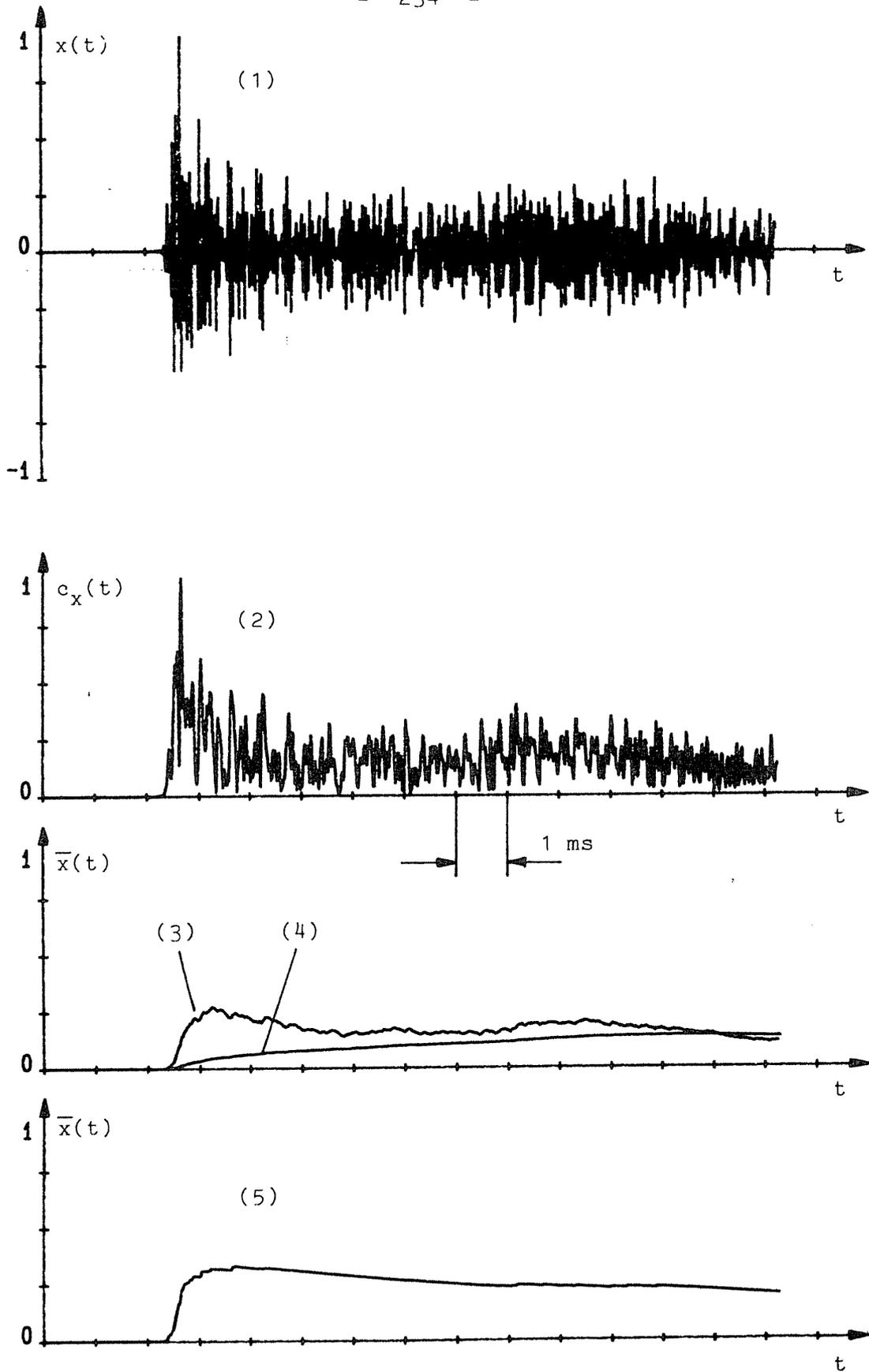


Bild 73 Signal  $x(t)$ , Hüllkurve  $c_x(t)$  und Steuergrößen  $\bar{x}(t)$  bei einem Triangelanschlag

### 10.3 Verzeichnis der häufig verwendeten Formelzeichen und Abkürzungen

A	Aussteuerung
B	Bandbreite
$c_x(t)$	Hüllkurve des Signals $x(t)$
C	Kanalkapazität
D	Distortion
E	Erwartungswert
f	Frequenz
$f_m$	Mittenfrequenz
$f_T$	Frequenz eines Testtones
$F_K$	Kompressorgesetz
$F_E$	Expandergesetz
$F_{KU}$	Expandergesetz als Umkehrfunktion eines Kompressorgesetzes
G	Kompandierungsgewinn
$G_{SK}$	Kompandierungsgewinn eines Silbenkomponders
$G_o$	Ruhegewinn
H	Hilfsgröße eines Kompanders
$h(t)$	Impulsantwort
$H(f)$	Übertragungsfunktion
I	Schallintensität
$k_n$	relative Größe von nichtlinearen Verzerrungen eines Signales, die die n-fache Frequenz der Signalfrequenz aufweisen
$k_{3b}$	kubische nichtlineare Verzerrungen bei einer Gewinnung der Steuergröße durch den Betragsmittelwert
$k_{3q}$	kubische nichtlineare Verzerrungen bei einer Gewinnung der Steuergröße durch den quadratischen Mittelwert
$k_{3n}$	kubische nichtlineare Verzerrungen bei einer Gewinnung der Steuergröße mit nichtlinearer Glättung

L	Schalldruckpegel
$L_G$	Schalldruckpegel eines Geräusches
$\hat{L}_P$	Spitzenschalldruckpegel eines Druckimpulses
$L_S$	Schalldruckpegel eines Signales
$L_T$	Schalldruckpegel eines Testtones
$L_{R100}$	Schalldruckpegel von Schmalbandrauschen mit einer Bandbreite von 100Hz
$L_{WR}$	Schalldruckpegel von 'weißem' Breitbandrauschen
N	Leistung, Geräuschleistung
p	Schalldruck
$p_0$	Bezugsschalldruck ( $2 \times 10^{-5}$ Pa = $2 \times 10^{-4}$ $\mu$ bar )
$p_X$	Wahrscheinlichkeitsdichtefunktion
$P_X$	Wahrscheinlichkeitsverteilungsfunktion
R	Informationsfluß (Rate) einer Nachrichtenquelle
$R_{xx}(\tau)$	Autokorrelationsfunktion
$s_x(t)$	Zeitsignal
$s_Y(t)$	Zeitsignal am Ausgang eines Kompressors
$s_z(t)$	Störsignal
$S_x(f)$	Leistungsdichtespektrum des Signals $s_x(t)$
$S_X(f)$	bezogenes Leistungsdichtespektrum von $s_x(t)$
t	Zeit
T	Zeitdauer, Zeitkonstante
$T_d$	Ausklingzeitkonstante
$T_h$	Haltezeit
$T_n$	Zeitkonstante bei nichtlinearer Glättung

$x(t)$	bezogenes Zeitsignal
$\hat{x}(t)$	Hilbert-Transformierte von $x(t)$
$x'(t)$	bezogenes Zeitsignal am Ausgang eines Expanders
$\bar{x}$	Steuergröße, gewonnen aus $x(t)$
$\bar{x}_=$	nichtoszillierender Anteil einer Steuergröße $\bar{x}$
$\bar{x}_\sim$	oszillierender Anteil einer Steuergröße $\bar{x}$
$y(t)$	bezogenes Zeitsignal am Ausgang eines Kompressors
$y'(t)$	bezogenes Zeitsignal am Eingang eines Expanders
$\bar{y}$	Steuergröße, gewonnen aus $y(t)$
$z(t)$	bezogenes Störsignal
$z'(t)$	bezogenes, expandiertes Störsignal am Ausgang eines Expanders
$\alpha$	Exponent eines Potenzgesetzes
$\Delta f_G$	Bandbreite einer Frequenzgruppe
$\nu$	Potenzgrad
$\sigma^2$	Varianz
$\tau$	Zeitverschiebung
$\varphi$	Phase
$\phi$	Fehlerintegral
$\omega$	Kreisfrequenz
$x$	Faltungsoperator



#### 10.4 Literaturverzeichnis

- /1/ Crisson, G. : US-Pt 1 737 830  
Application filed : Sept. 12, 1924
  
- /2/ Hamilton, H. S. : US-Pt 1 565 441  
Application filed : Sept. 3, 1924
  
- /3/ Mathes, R. C. : US-Pt 1 757 729 , DE-Pt 493 273  
Application filed : March 13, 1925
  
- /4/ Mathes, R. C. ; Wright, S. B. :  
The Comandor - An Aid Against Static in Radio Telephony,  
Bell Syst. Techn. Journal 13 (1934), S. 315 - 332
  
- /5/ DIN 44 301, Informationstheorie, Begriffe, Feb. 1977
  
- /6/ Lange, F.H. : Signale und Systeme, Band 3 :  
Regellose Vorgänge, Berlin 1971
  
- /7/ Trendelenburg, E. : Einführung in die Akustik,  
Berlin 1961
  
- /8/ Shannon, C.E. ; Weaver, H. : The Mathematical Theory  
of Communication, Urbana 1949
  
- /9/ Middleton, D. : Statistical Communication Theory,  
New York 1960
  
- /10/ Zwicker, E. ; Feldtkeller, R. :  
Das Ohr als Nachrichtenempfänger, Stuttgart 1967
  
- /11/ Berger, T. : Rate Distortion Theory, N.J. 1971

- /12/ Cattermole, K.W.: Math. Foundations for Communic. Engineering, Vol. 1, Determinate Theory of Signals and Waves, London 1985
- /13/ Sheingold, D.H. (Ed.) : Nonlinear Circuits Handbook, Analog Devices, Norwood, Mass. USA 1974
- /14/ Davenport, W.B.; Root, W.L.: Random Signals and Noise, New York 1958
- /15/ Fano, R.M. : Transmission of Information, New York 1961
- /16/ Zwicker, E.: Die elementaren Grundlagen zur Bestimmung der Informationskapazität des Gehörs, Acustica 6 (1956) S. 365 - 381
- /17/ Bronstein, J. ; Semendjajew, K. : Taschenbuch der Mathematik, Frankfurt 1964
- /18/ DIN 40 146 T 1, Begriffe der Nachrichtenübertragung, Grundbegriffe, Dez. 1973
- /19/ Spreng, M. : Über die Messung der Frequenzgruppe und der Integrationszeit des menschlichen Gehörs, Diss. T.H. Stuttgart, 1967
- /20/ Shannon, C.E.: A Mathematical Theory of Communication, Bell Syst. Techn. J. 27 (1948) S. 379 - 424, S. 623 - 656
- /21/ Lichte, H. ; Narath, A. : Physik und Technik des Tonfilms, Leipzig 1945
- /22/ Hänsler, E. : Grundlagen der Theorie statistischer Signale, Nachrichtentechnik Band 10, Berlin 1983

- /23/ Devoe, D. P. : Human Integration of Concurrent Audio and Visual Messages, Journ. Audio Eng. Soc. 14 (1966), S. 225 - 232
- /24/ Moles, A. A. : Some Basic Aspects of an Information Theory of Music, Journ. Audio Eng. Soc. 6 (1958), S. 184 - 186
- /25/ Zwicker, E. : Über die Lautheit von ungedrosselten und gedrosselten Schallen, Acustica 13 (1963), S. 194 - 211
- /26/ Philipp, S. : MIDI-Kompendium, Wiesbaden 1984
- /27/ Fielder, L. D. : Dynamic Range Requirement for Subjective Noise Free Reproduction of Music, AES Preprint No. 1772, 1981
- /28/ Nijssen, C. G. : And the Music Went Round and Round, Pt. 1, Journ. Audio Eng. Soc. 32 (1984), S. 162 - 187
- /29/ Silverman, R. A. : Locally Stationary Random Processes, IRE Transact. on Inf. Theory IT-3 (1957), S. 182 - 187
- /30/ Bürck, W.; Kotowski, P.; Lichte, H. : Der Aufbau des Tonhöhenbewußtseins - mindestens erforderliche Einschaltzeiten, E. N. T. 12 (1935), S. 326 - 333
- /31/ NN : All About Superscope's Pianocorder, Radio Electronics 52 (1981), Nov. S. 60 - 62
- /32/ Oettinger, R. : Die Grenzen der Hörbarkeit von Frequenz- und Tonzahländerungen bei Tonimpulsen, Acustica 9 (1959), S. 430 - 434
- /33/ Dolby, R. M. : An Audio Noise Reduction System, Journ. Audio Eng. Soc. 15 (1967), S. 383 - 388

- /34/ Weber, K.H.R. : Dynamikpresser und -dehner,  
Telefunken-Zeitung Nr. 78 (1938), S. 40 - 52
  
- /35/ Carter, R.O.: Theory of Syllabic Companders,  
Proc. IEE 111 (1964), S. 503 - 513
  
- /36/ Mallinckrodt, C.O.: Instantaneous Companders, Bell  
Syst. Techn. J. 30 (1951), S. 706 - 720
  
- /37/ Luce, D. ; Clark jr., M. : Durations of Attack of  
Nonpercussive Orchestral Instruments,  
Journ. Audio Eng. Soc. 13 (1965), S. 194 - 199
  
- /38/ Jacobson, H.: Information and Human Ear, Journ.  
Acoust. Soc. Am. 23 (1951), S. 463 - 471
  
- /39/ Fletcher, H.; Munson, W.A.: Loudness, Its Definition,  
Measurement and Calculation, Bell Syst. Techn. J. 12  
(1933), S. 377 - 403
  
- /40/ Schröder, E.F. : 2-Band und 3-Band Kompander nach dem  
Kettenverstärkerprinzip (HIGH COM II und HIGH COM III),  
Telefunken Fernseh- und Rundfunk GmbH, Laborbericht 1979  
(unveröffentlicht)
  
- /41/ G.K. : ANRS - ein hochwertiges Rauschunterdrückungssystem,  
Funkschau 46 (1974), S. 403 - 404
  
- /42/ CCITT Recommendation G. 162, Green Book, CCITT, Genf 1972
  
- /43/ Wermuth, J. : Dynamikerweiterung durch neuartigen Studio-  
Kompander, Bericht 10. Tonmeistertagung, Köln 1975,  
S. 318 - 323
  
- /44/ Sumbly, W.H.; Pollack, I.: Visual Contribution to Speech  
Intelligibility in Noise, Journ. Acoust. Soc. Am. 26  
(1954), S. 212 - 215

- /45/ Houtgast, T. : The Slopes of Masking Patterns, Facts and Models in Hearing, Zwicker, E. (Hrsg.) 1974, S. 269 - 274
- /46/ Luce, D.A. : Dynamic Spectrum Changes of Orchestral Instruments, Journ. Audio Eng. Soc. 23 (1975), S. 565 - 568
- /47/ Muraoka, T. ; Iwahara, M. ; Yamada, Y. : Examination of Audio-Bandwidth Requirements for Optimum Sound Signal Transmission, Journ. Audio Eng. Soc. 29 (1981), S. 2 - 9
- /48/ Pierce, J.R. ; Karlin, J.E. : Reading Rates and the Information Rate of a Human Channel, Bell Systems Techn. J. 36 (1957), S. 497 - 516
- /49/ Jakubowski, H. : Analyse des Programmaterials des Hörfunks, Rundfunktechn. Mitt. 15 (1971), S. 275 - 284
- /50/ Corliss, E.L.R. : Estimate of the Inherent Channel Capacity of the Ear, Journ. Acoust. Soc. Am. 50 (1971), S. 671 - 677
- /51/ Müller, K. : Welche Konzertdynamik wünscht der Rundfunkhörer ? , Rundfunktechn. Mitt. 14 (1970), S. 268 - 274
- /52/ Dickopp, G. ; Schröder, E. : Der Telefunken - Kompaner, Rundfunktechn. Mitt. 22 (1978), S. 63 - 74
- /53/ Mayer, A.M. : Philosophical Magazine, Series 5 Vol. 2 (1876), S. 500 - 507
- /54/ Caine, C.R. ; English, A.R. ; O' Cleary, J.W.R. : NICAM 3 , Radio and Elektr. Eng. 50 (1980), S. 519 - 530
- /55/ Bauch, H. : Die Bedeutung der Frequenzgruppe für die Lautheit von Klängen, Acustica 6 (1956), S. 41 - 52

- /56/ Allen, I. ; Stetter, E. : Verbesserung der Lichttonaufzeichnung mit Hilfe des Dolby - Systems zur Rauschverminderung, Fernseh- und Kinotechnik 27 (1973), Nr. 3
- /57/ Gassmann, G. : Hochwertige Musikübertragung mit nur 7 kHz Bandbreite, Funkschau 44 (1972), S. 301 - 303
- /58/ Olson, H.F. : Frequency Range Preference for Speech and Music, Journ. Acoust. Soc. Am. 19 (1947), S. 549 - 555
- /59/ Bonczek, F. ; Weckenmann, A. : Ein Verfahren zur Vergrößerung des Dynamikbereichs bei analoger Signalaufzeichnung, Frequenz 34 (1980), S. 10 - 15
- /60/ Endres, W. : Untersuchungen zur Einengung des Frequenzbandes für die Sprachübertragung, Acustica 21 (1969), S. 125 - 133
- /61/ Zwicker, E. ; Herla, S. : Über die Addition von Verdeckungseffekten, Acustica 34 (1975/76), S. 89 - 97
- /62/ Smith, B. : Instantaneous Companding of Quantized Signals, Bell Syst. Techn. J. 36 (1957), S. 653 - 709
- /63/ Kellog, E.W. : Ground-Noise Reduction Systems, Journ. Sound and Motion Pict. Eng. 36 (1941), S. 137 - 171
- /64/ Dudley, H. ; Tarnoczy, T.H. : The Speaking Machine of Wolfgang von Kempelen, Journ. Acoust. Soc. Am. 22 (1950), S. 151 - 166
- /65/ Arnheim, R. : Mißgriffe, Die Weltbühne 29 (1933) Nr. 6 (Vollst. Nachdruck, Königstein 1978, Jg. 1933, S. 212 - 215)

- /66/ Drew, C.; Kellog, E.W.: Starting Characteristics of Speech Sounds, Journ. Sound and Motion Pict. Eng. 34 (1940), S. 43 - 49
- /67/ Melka, A.: Messungen der Klangeinsatzdauer bei Musikinstrumenten, Acustica 23 (1970), S. 108 - 117
- /68/ Kreuzer, B.: Noise Reduction with Variable Area Recording, Journ. Sound and Motion Pict. Eng. 16 (1931), S. 671 - 683
- /69/ N.N. : Handbook PCM - Audio Unit PCM-1, Sony Corporation, Japan, 1978
- /70/ Kriz. J.: A 16-bit A-D-A Conversion System for High-Fidelity Audio Research, IEEE Transact. on ASSP-23 (1975), S. 146 - 149
- /71/ Blesser, B.A.: Audio Dynamic Range Compression For Minimum Perceived Distortion, IEEE Transact. on Audio, AU-17 (1969), S. 22 - 32
- /72/ Berkovitz, R. ; Gundry, K.J. : Dolby B-type Noise Reduction System, Audio (1973), Sept./Oct.
- /73/ NN : A Frequency-Dependent Compandor System for High-Quality Sound Signal Distribution, BBC Research Report No. 1968/52
- /74/ Dickreiter, M. (Bearb.) : Handbuch der Tonstudioteknik, München 1979, 4. Auflage
- /75/ Augustin, J. : Stereo-Ton im Fernsehen / Aufnahme, Bericht 9. Tonmeistertagung, Köln 1972, S. 57 - 60
- /76/ Dolby, R. M.: The Spectral Recording Process, Journ. Audio Eng. Soc. 35 (1987), S. 99 - 117

- /77/ Young, I. M.; Wenner, C. H.: Masking of White Noise by Pure Tone, Frequency Modulated Tone, and Narrow-Band Noise, Journ. Acoust. Soc. Am. 41 (1967), S. 700 - 705
- /78/ Guttenberg, W. v. ; Hochrath, H. : Ein Kompaner für Rundfunkprogramm-Übertragung, Nachrichtentechn. Z. 13 (1960), S. 9 - 15
- /79/ Weiß, W. : Statistische Untersuchungen an Sprachschwingungen, Nachrichtentechn. Z. 17 (1964), S. 339 - 348
- /80/ Garity, W. E.: "Fantasound", Journ. Sound and Motion Pict. Eng. 37 (1941), S. 127 - 146
- /81/ Pepinsky, A.: Masking Effects in Practical Instrumentation and Orchestration, Journ. Acoust. Soc. Am. 12 (1941), S. 405 - 408
- /82/ Bekesy, G. v.: Akustische Zeitschrift 8 (1943), S. 65 - 72
- /83/ Zwislocki, J.: Theory of the Acoustical Action of the Cochlea, Journ. Acoust. Soc. Am. 22 (1950), S. 778 - 784
- /84/ Bürck, W.; Kotowski, P.; Lichte, H.: Dynamikgeregelte Verstärker und Klartonteuerungen, E. N. T. 13 (1936), S. 47 - 73
- /85/ Shorter, D. E. L.; Manson, W. I.; Stebbings, D. W.: The Dynamic Characteristics of Limiters for Sound Programme Circuits, BBC Engineering Monograph No. 70, Oct. 1967
- /86/ Bruch, W.: Berliner Forum Nr. 7, Berlin 1981
- /87/ Nestel, W. : Einige Anwendungen amplitudenabhängiger Widerstände und Verstärker, Diss. T. H. Berlin 1933

- /88/ Nestel, W. : Amplitudenabhängige Verstärker,  
Elektrotechn. Z. 55 (1934), S. 882 - 884
- /89/ Ballantine, S.: High Quality Radio Broadcasting:  
9.: Automatic Volume Contraction and Expansion,  
Proc. IRE 22 (1934), S. 612 - 619
- /90/ Norman, N.C.: The Voice-Operated Compondor, Bell  
Lab. Record 13 (1934), Dez. S. 98 - 103
- /91/ Matthes, R.C. ; Wright, S.B. : The 'Compondor' - An Aid  
Against Radio Static, Electrical Eng. 53 (1934),  
S. 860 - 866
- /92/ Fletcher, H.: The Stereophonic Sound-Film System:  
General Theory, Journ. Sound and Motion Pict. Eng. 37  
(1941), S. 331 - 352
- /93/ Steinberg, J.C.: Pre- and Post-Equalization of Compondor  
Systems, Journ. Sound and Motion Pict. Eng. 37 (1941),  
S. 366 - 379
- /94/ Levinson, N.; Goldsmith, L.T.: Vitasound, Journ. Sound  
and Motion Pict. Eng. 37 (1941), S. 147 - 153
- /95/ Frayne, J.G.: Noise-Reduction Anticipation Circuits,  
Journ. Sound and Motion Pict. Eng. 43 (1944), S. 313 - 320
- /96/ Lozier, J.C.: Instantaneous Compondors an Narrow Band  
Speech Channels, Bell Syst. Techn. J. 30 (1951),  
S. 1214 - 1220
- /97/ Jänke, M. ; Prenzel, E. ; Speer, W. : Dynamikpresser  
und -dehner für Fernsprechverbindungen, Fernmeldetechn.  
Zeitschr. 6 (1953), S. 459 - 468

- /98/ Bedford, L. H. : Improving the Dynamic Range of Tape Recording, Wireless World 66 (1960) March, S. 104 - 110
- /99/ Carter, R. O. ; Wheeler, L. K. : Lincomplex - A System for Improving High-Frequency Radio-Telephone Circuits, British Comm. and Electr. 12 (1965), S. 494 - 497
- /100/ Aldous, D. : Noisex Recording System, Internat. Broadcast Eng. (1965) July, S. 510 - 512
- /101/ NN : A PCM Sound-In-Sync Distribution System: Syllabic Companding, BBC Research Report No. 1969/48
- /102/ Burwen, R. S. : Design of a Noise Eliminator System, Journ. Audio Eng. Soc. 19 (1971), S. 906 - 911
- /103/ Blackmer, D. A. : A Wide Range Noise-Reduction System, dB Vol. 6 (1972) Nr. 8, S. 54 - 56
- /104/ NN : Further Investigations of Instantaneous and other Rapid Companding Systems, BBC Research Report No. 1972/31
- /105/ Bukhviner, V. E. : A Method for Improving Radio Broadcasting Quality, Telecomm. and Radio Eng. 32/33 (1978) Nr. 5, S. 67 - 71
- /106/ Mosely, J. ; Johnson, K. O. ; Blackmer, D. E. : The Colortek Optical Stereophonic Sound Film System, Journ. Sound and Motion Pict. Eng. 87 (1978), S. 222 - 232
- /107/ NN : Tests to Compare The Performance of Five Companding Systems for High-Quality Sound Signals, BBC Research Report No. 1978/26

## Lebenslauf

14. 3. 1945 geboren in Halle in Westfalen
- 1951 - 1955 Besuch der Grundschule in Bielefeld
- 1955 - 1964 Besuch des mathematisch-naturwissenschaftlichen Max-Planck-Gymnasiums in Bielefeld
28. 2. 1964 Abitur
- 1964 - 1970 Studium der Nachrichtentechnik an der Technischen Universität Hannover
29. 6. 1970 Diplom - Hauptprüfung
- 1970 - 1983 Entwicklungsingenieur in der Abteilung Grundlagenentwicklung der Telefunken Fernseh- und Rundfunk-GmbH, Hannover
- 1983 - 1988 Gruppenleiter für digitale Audio-Systeme im Labor Digitale Systeme der Deutschen Thomson-Brandt GmbH, Hannover
- seit 1988 Leiter des Audio Processing Labors der Deutschen Thomson-Brandt GmbH, Hannover