

Zeitschrift: Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

Herausgeber: Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

Band: 54 (1976)

Heft: 8

Artikel: Die Abtastverzerrungen bei PCM-Sprachübertragung : 1. Teil

Autor: Kündig, Albert

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-875843>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

Conditions d'utilisation

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

Terms of use

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

Download PDF: 24.01.2026

ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>

Die Abtastverzerrungen bei PCM-Sprachübertragung¹ (1. Teil)

Albert KÜNDIG, Bern

621.372.542.2:621.376.56:621.391.833:621.395

Zusammenfassung. Bei der PCM-Übertragung werden zur Bandbegrenzung vor der Abtastung sowie für die Rekonstruktion der Sprachsignale Tiefpassfilter eingesetzt. Bei falscher Dimensionierung dieser Filter entstehen sogenannte Abtastverzerrungen. Mit Hilfe subjektiver Versuche wurden die Filtercharakteristiken so optimiert, dass eine optimale Sprachübertragungsqualität erreicht wird. Die entsprechenden Filter weichen wesentlich vom theoretisch optimalen idealen Tiefpass ab und erfordern für die praktische Verwirklichung einen geringeren Aufwand als bisher in PCM-Kurzstreckensystemen üblich.

Distorsion d'échantillonnage dans les transmissions de parole en mode MIC

Résumé. Dans les transmissions en mode MIC, on utilise des filtres passe-bas, en vue de limiter la bande passante avant l'échantillonnage ainsi que lors de la reconstitution des signaux de parole. Si ces filtres sont mal dimensionnés, on observe des distorsions d'échantillonnage. Au cours d'essais subjectifs, les caractéristiques des filtres sont optimisées, afin qu'il soit possible d'obtenir une qualité de parole optimale. Ces filtres diffèrent sensiblement du type passe-bas idéal, dans l'optique d'une optimisation théorique, et sont moins complexes à réaliser en pratique que ceux des sections MIC pour transmissions à courte distance.

Distorsioni d'esplorazione in caso di trasmissione della parola mediante PCM

Riassunto. In occasione di trasmissioni PCM, per la limitazione della banda prima dell'esplorazione, come pure per la ricostruzione dei segnali vocali, vengono impiegati filtri passa-basso. In caso di dimensionamento di tali filtri, si producono cosiddette distorsioni d'esplorazione. Mediante prove soggettive, le caratteristiche dei filtri sono state ottimizzate a un punto tale da raggiungere una qualità ideale della trasmissione della parola. I relativi filtri differenziano notevolmente dei filtri passa-basso ideali, ottimali teoricamente, e necessitano, per la realizzazione pratica, un dispendio minore rispetto a quello richiesto finora dal sistema PCM per brevi distanze.

1 Einführung

Die Pulscodemodulation (PCM) als Übertragungsverfahren für Telefonsignale hat in der Form von Kurzstreckensystemen im Netz der schweizerischen PTT schon vor einigen Jahren Einzug gehalten. Eine noch wesentlich grössere Bedeutung wird dieses digitale Modulationsverfahren erlangen, wenn es zugleich in der Vermittlungstechnik eingesetzt wird und damit sogenannten integrierten digitalen Fernmeldesystemen zugrunde liegt [5]. Ein solches System – IFS-1 – steht auch in der Schweiz in Entwicklung und könnte in den 80er Jahren zum neuen Einheits-Fernmeldesystem werden [43].

Bei der Pulscodemodulation werden statt eines kontinuierlichen Signalverlaufs lediglich Signalproben (Abtastwerte) übertragen, die man sendeseitig dem Sprachsignal periodisch entnimmt und empfangsseitig wieder zur möglichst naturgetreuen Rekonstruktion des ursprünglichen Signals verwendet. In diesem Artikel soll auf die Grundlagen solcher *gestasteter Sprachübertragungsverfahren* zurückgegangen werden, und zwar zur Frage der Dimensionierung der sowohl vor der Abtastung wie auch für die Rekonstruktion notwendigen *Tiefpassfilter*.

Im folgenden werden die Gründe für derartige Untersuchungen kurz dargestellt.

11 Bedeutung der Tiefpassfilter aus der Sicht der Entwicklung volldigitaler Fernmeldenetze

Die Gründe für eine Entwicklung zu integrierten digitalen Fernmeldenetzen sind heute bekannt und entsprechend gut dokumentiert. Eine ausführliche Bibliographie findet sich in [5], so dass wir uns auf eine Zusammenfassung beschränken können. Im wesentlichen sind es folgende Vorteile, die für die Digitaltechnik sprechen:

- Bessere Ausnutzung bestehender Übertragungswege
- Unkritische, preisgünstige Schaltungstechnik und damit Erschliessung des Weges zur vollelektronischen Vermittlung

¹ Dieser Artikel ist ein Auszug aus der Dissertation ETHZ Nr. 5281 des gleichen Autors «Zur Beurteilung der Verzerrungen bei gestasteter Sprachübertragung»

- Möglichkeit, Signale verschiedenartigen Ursprungs (Sprache, Bild, Daten) in einheitlicher Form bis zu den Teilnehmern zu übermitteln.

Es ist anzunehmen, dass im Zuge der Entwicklung die Codierung und Decodierung immer näher zu den Teilnehmern vorrücken wird. Mögliche Stufen in dieser Entwicklung wurden bereits mehrfach beschrieben [5...9] und sind in *Figur 1* zusammengefasst. Es geht daraus klar hervor, dass die Komplexität von Abtastung, Filterung und Codierung/Decodierung in zunehmendem Masse die Wirtschaftlichkeit beeinflusst. Zusätzlich wurde in [9] bereits gezeigt, dass mit dem Näherrücken der Abtastung zum Teilnehmer die Filtercharakteristiken weitgehend nur noch durch die Vermeidung

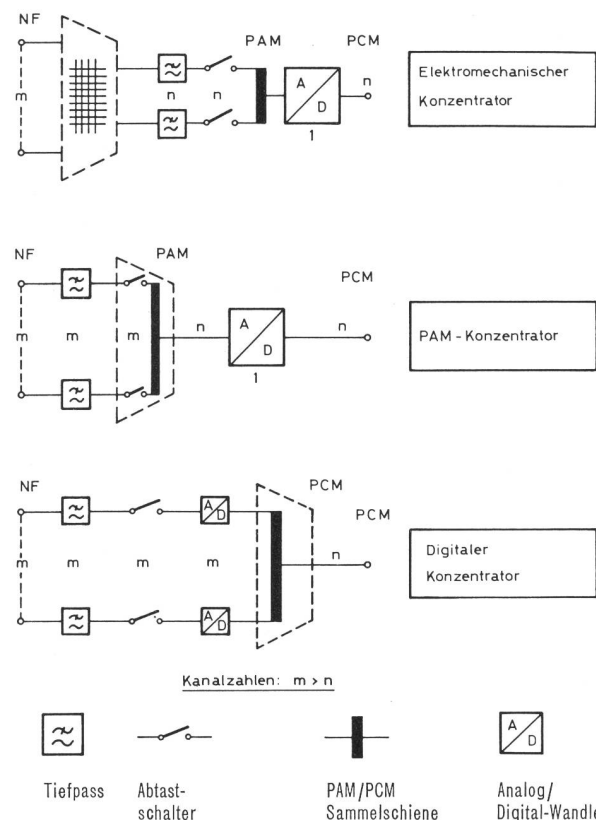


Fig. 1
Der Teilnehmeranschluss bei digitalen Netzen

möglicher Verzerrungen und nicht mehr durch die Nebenfunktion der Unterdrückung externer Störungen bestimmt werden.

12 Problemstellung

Die in der Nachrichtentechnik wichtige Klasse der Pulsmodulationsverfahren beruht auf Grundsätzen, die in der Mathematik seit langem bekannt sind und dort vor allem bei den numerischen Rechenverfahren ihre Anwendung finden. Es geht dabei um die Ersetzung kontinuierlicher Funktionen durch diskret verteilte Stützwerte einerseits und die Rekonstruktion oder Interpolation der Funktionen aus diesen Stützwerten andererseits.

In der Nachrichtentechnik handelt es sich, soweit es uns im Rahmen dieser Arbeit interessiert, um Zeitfunktionen (Strom, Spannung, Druck usw. als Funktionen der Zeit) und im besonderen um die der menschlichen Sprache analogen akustischen oder elektrischen Signale. Den Vorgang der Bestimmung von Stützwerten nennt man Abtastung, die Stützwerte selbst Abtastwerte. Die Pulsmodulationsverfahren beschränken sich auf eine Übertragung der Abtastwerte anstelle der ursprünglichen zeitkontinuierlichen Signalfunktionen und überlassen es dem Empfänger, ein möglichst genaues Abbild des Originals aus den Stützwerten zu rekonstruieren. Die Interpolationsverfahren der Mathematik und die Pulsmodulationstechnik haben naturgemäss gewisse grundlegende Merkmale gemeinsam. Es sind zwei Fragen, die in diesem Zusammenhang vor allem beschäftigen:

- Wie gross ist die Zahl und welcher Art ist die Anordnung der Stützstellen, damit theoretisch bei gegebener Funktionsklasse eine möglichst genaue Rekonstruktion aus den Stützwerten möglich ist?
- Mit welchen Fehlern ist bei nicht ideal verteilten Stützstellen und bei Rekonstruktionsverfahren, die von den theoretisch optimalen abweichen, zu rechnen?

Die tabellarische Gegenüberstellung (Tab. I) möge dies anhand von Beispielen noch besser beleuchten und zugleich auf das eigentliche Thema dieser Arbeit überleiten.

Die ersten Versuche, Pulsmodulationsverfahren in der Nachrichtentechnik einzusetzen, erfolgten bereits sehr frühzeitig [1]. Das Hauptmotiv war in einer besseren Ausnutzung der Übertragungswege durch eine zeitliche Verschachtelung der Abtastwerte verschiedener Signale zu suchen

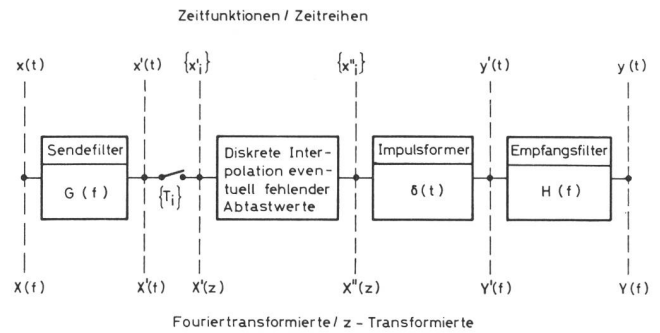


Fig. 2
Modell eines getasteten Übertragungssystems

(Zeitmultiplextechnik). Bald wurde erkannt, dass die Zahl der Abtastwerte je Zeiteinheit, die für eine verzerrungsfreie Wiedergabe notwendig ist, in direktem Zusammenhang mit der Änderungsgeschwindigkeit der Signale steht. Mit der Formulierung des *Abtasttheorems* gelang dann *Shannon* eine exakte Beschreibung der theoretischen Zusammenhänge unter idealisierten Voraussetzungen [2].

Anhand der *Figur 2* soll das in dieser Arbeit behandelte Problem in seinen Grundzügen erläutert werden.

Das zu übertragende Signal $x(t)$ wird zunächst mit Hilfe des Filters $G(f)$ so vorverzerrt, dass die nachfolgende Abtastung des Signals $x'(t)$ in den Zeitpunkten T_i eine *möglichst* exakte Wiedergabe im Empfänger zulässt. Es handelt sich dabei im Sinne des *Abtasttheorems* um eine Beschränkung der Energie bei Frequenzen, die die halbe Abtastfrequenz übersteigen. Die Übertragung der Abtastwerte x'_i geschieht in der Praxis mit den verschiedensten Methoden, die man den Eigenschaften des Übertragungsweges anpasst. Für unsere Untersuchungen sei angenommen, dass es sich um eine ideale Übertragung handelt, und zwar in dem Sinne, dass dem Empfänger die unverfälschte Folge x'_i zur Verfügung steht. Es soll auch eine ideale, das heisst genügend feine Amplitudenquantisierung im Falle der digitalen Modulationsmethoden angenommen werden. Diese beiden Voraussetzungen sind sowohl in künftigen digitalen Nachrichtennetzen wie auch bei der Sprachverarbeitung auf Rechnern praktisch immer erfüllt.

Für die Rekonstruktion lässt sich ein verhältnismässig einfaches Modell zugrunde legen, das sowohl mit den in der

Tabelle I. Gegenüberstellung von Interpolationsmethoden in verschiedenen Anwendungsbereichen

Gebiet	Beschreibung des Problems	Funktionsklasse	Rekonstruktionsmethode	Der Rekonstruktion zugrundeliegendes Gesetz	Bemerkungen
Analytische Geometrie	Ersetzen einer Kreislinie durch diskrete Parameter a, b, r : $(x-a)^2 + (y-b)^2 = r^2$	«Kreis»	Mit Lineal und Zirkel	Eine Kreislinie ist durch 3 Parameter eindeutig festgelegt	Interpolation exakt, Kurve in ihrer Gesamtheit rekonstruierbar
Mathematische Tabellenwerke	Herauslesen von Zwischenwerten aus mathematischen Tafeln	Beliebig, sofern Inkrement gegenüber Funktionsänderung genügend klein	Lineare Interpolation: Ersetzen der Funktion in lokalem Bereich durch Gerade	Eine lokale Näherungsgerade wird durch zwei Punkte vollständig bestimmt	Interpolation im allgemeinen nur angenähert richtig; Näherung nur in beschränktem Bereich genügend genau
Pulsmodulationstechnik	Übertragung einer Zeitfunktion mit diskret verteilten Abtastwerten anstelle des Analogsignals	«Bandbegrenzt»	Mit Interpolationsfilter	Abtasttheorem	Interpolation theoretisch exakt möglich, sequentieller Vorgang

Nachrichtentechnik üblichen Demodulationsmethoden als auch mit den Interpolationsverfahren der angewandten Mathematik zur Deckung gebracht werden kann. Es handelt sich dabei um eine Rekonstruktion durch Überlagerung von Elementarsignalen oder -funktionen $h(t)$, die mit den Abtastwerten x_i gewichtet und der Folge T_i entsprechend zeitlich angeordnet werden:

$$y(t) = \sum x_i h(t - T_i)$$

Die Elementarfunktion $h(t)$ identifiziert man

- in der Nachrichtentechnik: Mit der Impulsantwort eines Rekonstruktionsfilters $H(f)$ ¹,
- in der angewandten Mathematik: Mit der Interpolationsfunktion (zum Beispiel Gerade, Polynomfunktion usw. durch die Stützwerte).

Im weiteren sei aus praktischen Gründen das Hauptgewicht auf Verfahren gelegt, bei denen – mindestens empfangsseitig – die Abtastzeitpunkte in regelmässigen Abständen $T_i = i \cdot T$ verteilt sind. Es soll aber durchaus mit eingeschlossen werden, dass nicht zu allen Abtastzeitpunkten vom Sender erzeugte Abtastwerte vorliegen. In diesem Fall werden durch eine erste Rekonstruktionsstufe die fehlenden aus den vorhandenen Abtastwerten interpoliert, worauf die komplettierte Folge dem eigentlichen Rekonstruktionsfilter zugeführt wird.

Wir sind nun in der Lage, die Problemstellung etwas genauer zu formulieren:

Gesucht sind jene Filtercharakteristiken $G(f)$ und $H(f)$, die bei regelmässiger Abtastung eines Sprachsignals mit gegebener Abtastfrequenz $f_s = 1/T$

- a) eine möglichst gute Übertragungsqualität ergeben oder
- b) bei vorgeschriebenen Mindestanforderungen an die Übertragungsqualität möglichst einfache Filterkonstruktionen erlauben.

Die dabei interessierenden Verzerrungen sollen als Faltungsverzerrungen bezeichnet werden (siehe 2).

Abschliessend soll noch darauf aufmerksam gemacht werden, dass praktisch alle im folgenden gemachten Überlegungen statt auf kontinuierliche Signale $x(t)$ und $y(t)$ auch auf Abtastwertfolgen $\{x_i\}$ und $\{y_i\}$ anwendbar sind. An die Stelle der Analogfilter $G(f)$ und $H(f)$ treten dann Laufzeitfilter, die am besten durch ihre Übertragungsfunktionen $G(z)$ und $H(z)$ im z -Bereich ($z = e^{+j\omega T}$) charakterisiert werden. Von dieser Äquivalenz soll frei Gebrauch gemacht werden, vor allem auch bei den verschiedenen praktischen Versuchen.

13 Rückblick auf bisherige Untersuchungen

In der Vergangenheit ist dem Problem der Dimensionierung von Tiefpassfiltern in getasteten Systemen und Fragen der Abtastung und Rekonstruktion allgemein viel Aufmerksamkeit geschenkt worden. Es gibt aber zwei Gründe, die für eine neuerliche Untersuchung mit veränderten Gesichtspunkten sprechen.

Zum ersten müssen wir auf die bisherigen theoretischen Arbeiten Bezug nehmen. Diese sind ausserordentlich umfangreich, so dass hier lediglich auf [1,14] hingewiesen wird.

¹ Man kann leicht zeigen [5], dass die in der praktischen Nachrichtentechnik übliche Rekonstruktion durch Filterung einer Reihe von modulierten Pulsen $x_i p(t - T_i)$ mit der Einführung eines fiktiven Filters $H(f)$ ebenfalls durch die hier verwendete Methode erfasst wird: Das in diesem Fall notwendige Empfangsfilter ist $H'(f) = H(f)/P(f)$, wobei $P(f) = FT\{p(t)\}$, FT = Fouriertransformation

Diesen Arbeiten ist gemeinsam, dass das zu übertragende Signal in erster Linie durch sein Langzeitspektrum charakterisiert wird. Dabei wird man notwendigerweise nicht nur eine Mittelung über lange Zeit, sondern auch eine solche über eine Vielzahl von Sprechern zugrunde legen, mit der Absicht, die angestrebte Optimierung möglichst vielen Anwendungsfällen gerecht werden zu lassen. Für das gegebene Spektrum werden dann sowohl die Veränderung durch die Filter (lineare Verzerrungen) als auch die durch den Abtastvorgang hervorgerufenen Störprodukte (nichtlineare Verzerrungen) zusammen als Fehlersignal betrachtet, und man versucht, durch eine geeignete Wahl der Filtercharakteristiken die Verzerrungsleistung, die man als mittleren quadratischen Fehler berechnet, zu minimalisieren. Dazu müssen jedoch ernsthafte Bedenken angemeldet werden:

- Es ist allgemein anerkannt, dass die Störfähigkeit des Gehörs nicht notwendigerweise proportional mit dem mittleren quadratischen Fehler verknüpft ist. Es besteht sogar Grund zur Annahme, dass in gewissen Fällen die Übertragungsqualität oder die Verständlichkeit durch Verzerrungen scheinbar erhöht wird [8, 15].
- Sprachsignale weisen sowohl im Frequenz- wie im Zeitbereich eine äusserst differenzierte Struktur auf. Wie noch in Kapitel 3 gezeigt werden soll, werden nur ganz bestimmte Laute von den Faltungsverzerrungen betroffen. Ähnlich wie beim Problem sporadischer Knackgeräusche kann daher kaum auf langzeitliche Mittelwerte abgestellt werden; vielmehr muss unbedingt von subjektiven Versuchen ausgegangen werden, bevor ein entsprechendes theoretisches Modell entworfen werden kann.

Dies gilt um so mehr, als der Erkennungsmechanismus des Gehörs mit Zeitkonstanten arbeitet, die in der Grössenordnung der Dauer von einzelnen Lauten liegen. Die üblicherweise verwendeten statistischen Werte hingegen werden über bedeutend längere Zeiten gemittelt.

Zum zweiten muss man sich fragen, wieso Versuche zur subjektiven Beurteilung von Faltungsverzerrungen nicht schon lange vorgenommen worden sind. Der Grund ist wohl in der Tatsache zu suchen, dass Pulsmodulationsverfahren bis vor kurzem nur in Fällen angewendet wurden, bei denen die Filtercharakteristiken gar nicht durch die Faltungsverzerrungen, sondern durch externe Randbedingungen bestimmt wurden. Dies gilt namentlich für Kurzstrecken-Mehrkanalsysteme, wobei Filtercharakteristiken entstehen [11], die annähernd den Ergebnissen der vorerwähnten Theorie entsprechen. Diese Situation war neuen Überlegungen nicht gerade förderlich, und erst in allerletzter Zeit sind neuartige Arbeiten beschränkten Umfanges bekannt geworden [12,13], wobei aber zum Teil bewusst auf eine Berücksichtigung der Faltungsverzerrungen verzichtet wurde.

Aus dieser Sachlage ergibt sich fast zwingend, dass sinnvolle Untersuchungen vor allem auf subjektive Versuche abgestützt werden müssen. Dabei sollen beide Komponenten der Sprachübertragungsqualität, nämlich die Verständlichkeit und die weniger quantifizierbare «Wiedergabegüte» oder «Natürlichkeit» untersucht werden.

Im Blick auf die praktischen Anwendungen ist es genügend, sich bei den Untersuchungen auf wenige ausgezeichnete Abtastfrequenzen festzulegen, nämlich $f_s = 8$ kHz (heutige Norm für PCM-Übertragungssysteme) sowie 10 und 12 kHz. Die Ergebnisse werden zeigen, wie weit eine Extrapolation auf andere Werte zulässig ist. Im gleichen Sinne soll

eine Beschränkung auf besonders einfache Filter und Interpolationsmethoden erfolgen, das heisst ein Schwergewicht auf wirtschaftlich interessante Lösungen gelegt werden.

2 Grundlagen der PCM-Übertragung und anderer getasteter Modulationsverfahren

Im folgenden sollen die theoretischen Hilfsmittel zusammengestellt und wo notwendig auch entwickelt werden, die man bei einer Behandlung von Abtastung und Interpolation verwendet. Schliesslich werden die Ergebnisse kurz zusammengefasst, die bisher auf dem Gebiet theoretisch optimaler Vorfilterung und Rekonstruktion abgeleitet wurden.

21 Abtastung und Rekonstruktion von Analogsignalen

211 Rekonstruktion durch nichtrekursive Filterung von Impulsreihen

Zunächst sei das Problem untersucht, wie für eine Reihe von Proben $\{x_i'\}$, die einem kontinuierlichen Signal $x'(t)$ an den Stellen $t = iT$ entnommen wurden, ein Zwischenwert $y(kT + \tau)$ zur Zeit $t = kT + \tau$ bestimmt wird (Fig. 3). Dabei wird eine Einschränkung auf *lineare zeitinvariante* und zunächst auch *nicht-rekursive* Methoden gemacht:

- *Linear*: $y(kT + \tau)$ soll als Linearkombination der Abtastwerte $\{x_i'\}$ berechnet werden
- *Zeitinvariant*: Die Interpolationsvorschrift ist für alle Zeitintervalle gleich
- *Nicht-rekursiv*: Zur Bestimmung der $y(kT + \tau)$ werden keine früher berechneten Resultate ($y(k'...)$, $k' < k$) mit verwendet.

Damit erhält man den Ansatz

$$y_k = y(kT + \tau) = \sum_{i=m}^{m+n} c_i x'_{k+i} \quad (2.1)$$

für eine zeitdiskrete Interpolation. Bei praktischen Anwendungen wird $m+n$ normalerweise 0 sein; immerhin sind Empfänger denkbar, in denen zunächst eine beschränkte Zahl von Abtastwerten gespeichert und dann ein zeitlich zurückliegender Zwischenwert berechnet wird. Die Koeffizienten c_i sind von τ abhängig:

$$y(kT + \tau) = \sum_{i=m}^{m+n} c_i(\tau) x'_{k+i} \quad (2.2)$$

Man kann deshalb auch eine Funktion $h(t)$ definieren, die so beschaffen ist, dass ihre Stützwerte gerade die Koeffizienten $c(\tau)$ ergeben:

$$y(kT + \tau) = \sum_{i=m}^{m+n} x'_{k+i} h(\tau - iT) \quad (2.3)$$

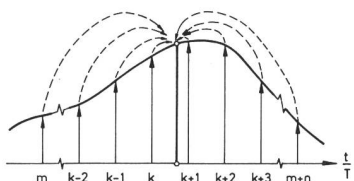


Fig. 3
Zeitdiskrete Interpolation

Dieser Ausdruck kann aber ebenfalls als eine Überlagerung von zeitverschobenen Impulsantworten eines Filters $H(f) = \text{FT}\{h(t)\}$, gewichtet mit den Abtastwerten x'_{k+i} , interpretiert werden. Der ursprünglich für die Berechnung eines einzelnen zeitdiskreten Zwischenwertes gemachte Ansatz (2.1) lässt sich also direkt in eine Lösung für das allgemeinere Problem der kontinuierlichen Rekonstruktion überführen, da (2.3) für alle τ zwischen 0 und T gilt. Bei einem kausalen Filter $H(f)$ müssen die Summationsgrenzen wie folgt angesetzt werden:

$$y(kT + \tau) = \sum_{i=-\infty}^0 x'_{k+i} h(\tau - iT) \quad (2.4)$$

Die Voraussetzung einer linearen, zeitinvarianten und nicht-rekursiven Rekonstruktion führt also zwingend auf die aus der Praxis schon lange bekannte Lösung der Filterung einer mit den Abtastwerten gewichteten Impulsreihe und damit auf das Modell der Figur 1. Zwar stellt der *Dirac-Impuls* $\delta(t)$ ein rein theoretisches Hilfsmittel dar, doch lässt sich für jede beliebige in der Praxis verwendete Pulsform $p(t)$ das entsprechende Rekonstruktionsfilter $H'(f)$ wie folgt bestimmen [5]:

$$H'(f) = \frac{H(f)}{P(f)}; P(f) = \text{FT}\{p(t)\} \quad (2.5)$$

212 Abtasttheorem und Faltungsverzerrungen

Vorerst sagen die Ansätze (2.1)...(2.4) noch gar nichts über die zweckmässige Wahl der Koeffizienten c_i beziehungsweise des Interpolationsfilters $H(f)$ aus. Für das Filter $H(f)$ lassen sich durch eine Betrachtung im Frequenzbereich gewisse Bedingungen herleiten. Für die Impulsreihe vor dem Rekonstruktionsfilter gilt (Fig. 1):

$$y'(t) = T \sum_{i=-\infty}^{\infty} x'(iT) \delta(t - iT) = x'(t) T \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT) \quad (2.6)$$

Es ist zweckmässig, den «Impulsrechen» $\delta_{\infty}(t)$ folgendermassen zu definieren:

$$\delta_{\infty}(t) = T \sum_{i=-\infty}^{\infty} \delta(t - iT) \quad (2.7)$$

Dessen Fouriertransformierte ist [5]:

$$\Delta_{\infty}(f) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} \delta(f - kf_s) \quad (2.8)$$

Somit erhält man die Fouriertransformierte von $y'(t)$ als Faltungsintegral:

$$Y'(f) = X'(f) * \Delta_{\infty}(f) = \sum_{s=-\infty}^{\infty} X'(f - kf_s) \quad (2.9)$$

Das Spektrum der Impulsreihe vor dem Filter $H(f)$ besteht also aus einer unendlichen Wiederholung des ursprünglichen Spektrums $X'(f)$ bei allen Vielfachen der Ab-

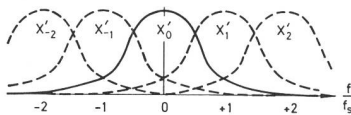


Fig. 4
Spektrum einer modulierten Impulsreihe
X' Überlagerung aller Kurven ---

tastfrequenz, wie *Figur 4* zeigt (Beschränkung auf reelle Werte in den bildlichen Darstellungen). Aus *Figur 4* erkennt man, dass $Y'(f)$ eine periodische Funktion ist und daher eine Angabe der Funktionswerte für eine Periode genügt. Diese ergeben sich anschaulich auch durch eine harmonikaartige «Faltung» des ursprünglichen Spektrums $X'(f)$, wie ein Vergleich der *Figur 4* mit *Figur 5* zeigt, was zur Bezeichnung «Faltungsverzerrungen» für die nachfolgend beschriebenen Verzerrungen geführt hat.

Figur 4 kann auch so interpretiert werden, dass man $Y'(f)$ als Summe des ursprünglichen Spektrums $X'(f)$ und einer Störung – der Faltungsverzerrung – $X'_{\cdot}(f)$ betrachtet. Es stellt sich somit das Problem, $H(f)$ so festzulegen, dass die Faltungsverzerrung $X'_{\cdot}(f)$ möglichst unterdrückt wird. Dazu gibt es zwei Möglichkeiten:

- Falls $X'(f)$ ohnehin keine Anteile für $|f| > \frac{f_s}{2}$ besitzt, ist eine exakte Rekonstruktion mit dem idealen Tiefpassfilter

$$\begin{aligned} R(f) &= 1 & |f| < \frac{f_s}{2} \\ &= 0,5 & |f| = \frac{f_s}{2} \\ &= 0 & |f| > \frac{f_s}{2} \end{aligned} \quad (2.10)$$

möglich. Dies gilt für beliebige auf $\frac{f_s}{2}$ bandbegrenzte $X'(f)$.

- Die Faltungsverzerrungen verschwinden auch bei nicht-bandbegrenztem $X'(f)$ für

$$H(f) = \frac{X'(f)}{Y'(f)} \quad (2.11)$$

Das Filter ist aber in diesem Falle *signalabhängig*.

Wir können deshalb das von Shannon [2] aufgestellte Abtasttheorem wie folgt formulieren:

Ein Signal, das mit der Frequenz f_s abgetastet wurde, kann exakt nur durch ein signalunabhängiges Filter rekonstruiert werden, wenn es keine Anteile oberhalb $f_s/2$ enthält.

Der ideale Tiefpass $R(f)$, als Mittel zur exakten Rekonstruktion bandbegrenzter Signale, besitzt die Impulsantwort

$$r(t) = \frac{\sin \pi f_s t}{\pi f_s t} \quad (2.12)$$

Für die Gleichung (2.4) erhält man dementsprechend

$$y(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} x'_i \frac{\sin \pi f_s (t - iT)}{\pi f_s (t - iT)} \quad (2.13)$$

$r(t)$ stellt also jene Funktion dar, die verzerrungsfrei zwischen den Stützwerten (x'_i) einer zum vornherein bandbegrenzten Funktion $x'(t)$ interpoliert.

Hier muss man sich fragen, wie weit die theoretisch ideale Lösung verwirklichtbar ist. Folgende Punkte gilt es dabei zu bedenken (vgl. auch [1]):

- Das ideale Rekonstruktionsfilter $R(f)$ ist praktisch nicht realisierbar (oder nur unter Inkaufnahme einer unendlich grossen Verzögerung)
- Alle wirklich informationstragenden Signale $x(t)$ sind nicht bandbegrenzt. Eine Verzerrung ist also nicht zu umgehen, sei es durch das sendeseitige Filter $G(f)$ oder durch das nicht ideale Rekonstruktionsfilter $H(f)$.

Es zeigt sich also ganz klar, dass es um eine gleichzeitige Optimierung beider Filter geht. Die theoretischen Ansätze dazu sollen im Abschnitt 22 dargestellt werden. In Kapitel 3 findet aufgrund der Sprachsignaleigenschaften eine kritische Diskussion der Ergebnisse statt, was schliesslich zum Hauptteil der Arbeit, der Optimierung mit Hilfe subjektiver Qualitätskriterien, in Kapitel 4 überführt.

Die bisherigen Ableitungen gelten streng genommen nur für deterministische Funktionen. Es lässt sich aber ohne weiteres zeigen [33], dass sie mit Ausnahme von (2.11) gleichermaßen richtig für stochastische Signale sind, wenn man anstelle der Fouriertransformaten der Zeitfunktionen die entsprechenden Leistungsspektren einsetzt oder statt der Zeitfunktionen deren Autokorrelationen.

Solange keine Unklarheiten entstehen, sollen deshalb im folgenden die bereits in *Figur 1* eingeführten Spektren $X(f)$ usw. auch als Leistungsspektren verstanden werden.

Es ist noch zweckmässig, folgende Bezeichnungen zu verwenden (siehe *Fig. 4*):

$S(f) = S_0(f)$ Spektrum einer Zeitfunktion $s(t)$ im Grundband

$S_n(f) = S(f - nf_s)$ n. Seitenband
Spektrum der modulierten Impulsreihe

$$S_{\infty}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} S(f - kf_s) \quad s(t) T \sum_{-\infty}^{\infty} \delta(t - iT)$$

$S_{\cdot}(f) = S_{\infty}(f) - S_0(f)$ Summe aller Seitenbänder mit Ausnahme des Grundbandes

22 Theoretisch optimale Sende- und Empfangsfilter

Bei einem theoretischen Optimierungsverfahren stellt sich als erstes die Frage nach einem geeigneten Qualitätskrite-

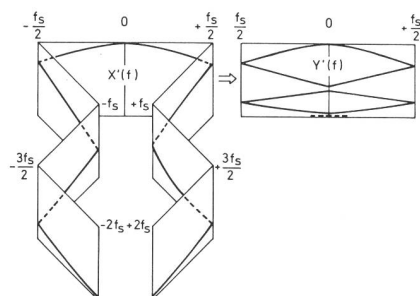


Fig. 5
Zum Begriff «Faltungsverzerrungen»

rium. Im Vordergrund steht auch bei unserer Problemstellung das Kriterium einer Minimalisierung des mittleren quadratischen Fehlers, weil

- dies im allgemeinen zu mathematisch handlichen Lösungen führt und
- der mittlere quadratische Fehler direkt als Verzerrungsleistung interpretiert werden kann.

Die wohl umfassendste Darstellung des Problems findet sich bei Cattermole [1], dessen Werk die folgende Zusammenfassung wesentlich beeinflusst hat.

Das Spektrum des mittleren quadratischen Fehlers ergibt sich aufgrund von Abschnitt 212 aus den folgenden zwei Anteilen:

– Lineare Verzerrung $n_l = (1 - GH)^2 X$ (2.14)

– Faltungsverzerrung $n_a = H^2 G^2 \cdot X.$ (2.15)

Dabei stellt $X(f)$ im Blick auf die Anwendung für Sprachsignale das Leistungsspektrum einer Zufallsfunktion $x(t)$ dar. Die totale Verzerrungsleistungsdichte ist damit

$$n = (1 - GH)^2 X + H^2 G^2 \cdot X. \quad (2.16)$$

Mit der Ergänzung auf eine vollständige quadratische Form in H erhält man

$$n = \left(H \sqrt{G^2 X + G^2 \cdot X} - \frac{GX}{\sqrt{G^2 X + G^2 \cdot X}} \right)^2 + \frac{XG^2 \cdot X}{G^2 X + G^2 \cdot X}. \quad (2.17)$$

Damit kann H als Funktion von G gesondert optimiert werden, indem man das 1. Glied gleich Null setzt:

$$H_{opt} = \frac{GX}{G^2 X + G^2 \cdot X}. \quad (2.18)$$

Die entsprechende minimale Verzerrungsleistungsdichte ist

$$n_{min} = \frac{XG^2 \cdot X}{G^2 X + G^2 \cdot X}. \quad (2.19)$$

Zerlegt man gedanklich das Optimalfilter in zwei Teile H'_{opt} und $1/G$, so erhält man

$$H'_{opt} = \frac{G^2 X}{G^2 X + G^2 \cdot X} = \frac{X'}{X' + \cdot X'} = \frac{X'}{X'_{\infty}} = \frac{X'}{Y'}. \quad (2.20)$$

Diese Zerlegung ist in Figur 6 dargestellt, die zusammen mit Gleichung (2.20) klarmacht, dass H'_{opt} nichts anderes als das *Wiensche* Optimalfilter für die Rekonstruktion des un-

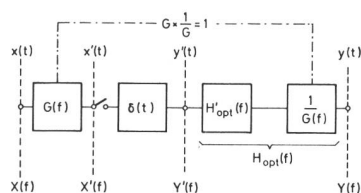


Fig. 6
Zerlegung des optimalen Filters $H(f)$

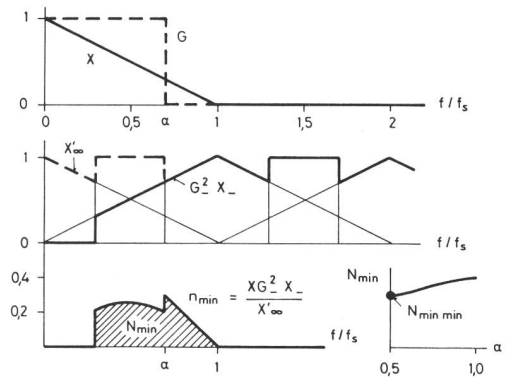


Fig. 7
Bestimmung des optimalen Wertes von $\alpha = f_o/f_s$

gefilterten Signals $x'(t)$ darstellt, das durch die Summe aller infolge der Abtastung entstehenden Seitenbänder gestört wird. Rein formal stimmt die Lösung (2.20) für das optimale Rekonstruktionsfilter mit der Gleichung (2.11) überein, die man bei nicht bandbegrenzten deterministischen Signalen erhalten hat. Im Unterschied zu jenen ist aber bei stochastischen Signalen eine Restverzerrung in der Form von (2.21) nicht zu vermeiden. Dies ist der Preis, den man für die Optimierung über ein ganzes Funktionenensemble zahlt!

In einem 2. Schritt muss nun $G(f)$ so bestimmt werden, dass die totale Verzerrungsleistung minimalisiert wird:

$$N_{min min} = \text{Min} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \frac{XG^2 \cdot X}{G^2 X + G^2 \cdot X} df \right\} \quad (2.21)$$

Diese Aufgabe kann, soweit bisher bekannt, nicht in geschlossener Form gelöst werden. Es genügt deshalb nicht, nur das Leistungsspektrum $X(f)$ zu kennen beziehungsweise darüber Annahmen zu treffen; man muss zusätzlich auch für $G(f)$ gewisse Vereinbarungen treffen und kann erst für diese Filterklasse den optimalen Typ sowie die minimal mögliche Verzerrungsleistung berechnen. Dies ist für praktische Filter im allgemeinen ausserordentlich kompliziert.

Als Einführung sei zunächst für $G(f)$ ein idealer Tiefpass angenommen, dessen Grenzfrequenz f_o aber oberhalb $f_s/2$ liegt. Für das Beispiel des idealisierten dreieckförmigen Leistungsspektrums von Figur 7 lässt sich die Verzerrungsleistung N_{min} gemäss (2.19) als Funktion von f_o berechnen. Es zeigt sich in diesem Falle, dass ein Optimum für $f_o = f_s/2$ erreicht wird, das heisst bei einer idealen Begrenzung des Originalspektrums auf die halbe Abtastfrequenz. Das gleiche Resultat erhält man für andere Formen des Leistungsspektrums $X(f)$. Cattermole [1] hat diese Untersuchungen weiter verallgemeinert, indem sowohl für $X(f)$ wie für $G(f)$ Ansätze proportional $(f_o/f)^k$ gemacht werden. Auch in diesem Falle zeigt sich, dass *theoretisch die Verzerrungsleistung minimalisiert wird, wenn das Eingangsspektrum bei der halben Abtastfrequenz begrenzt wird*. Es scheint dies eine eigentlich einleuchtende Eigenschaft aller mit zunehmender Frequenz abfallenden Spektren zu sein, da schon deren Natur nach die Beschneidung der hohen Frequenzen durch das Sendefilter weniger ins Gewicht fällt als die Nichtunterdrückung des 1. Seitenbandes, das in der Umgebung von f_s besonders energiereiche Anteile besitzt.

Anhand der Eigenschaften von realen Sprachsignalen soll in Kapitel 3 gezeigt werden, wie weit die hier aufgezeigten theoretischen Ergebnisse signifikant sind.

3 Sprachsignale und ihre Verformung bei regelmässiger Abtastung

31 Allgemeines

Für die Darstellung der charakteristischen Eigenschaften von Sprachsignalen gibt es einige verschiedene Ansatzpunkte. Ihrem Charakter als stochastische Signale entsprechend, drängt sich zunächst eine Beschreibung der statistischen Kennwerte im Zeit- und Frequenzbereich auf, also in erster Linie durch die Autokorrelationsfunktion und das Leistungsspektrum. Andererseits ist uns schon ganz intuitiv bekannt, dass sich die menschliche Sprache aus einer Reihe von Grundbausteinen oder typischen Lauten zusammensetzt, den sogenannten *Phonemen* [27]. *Figur 8* zeigt eine entsprechende Systematik. Zwei Sprachsignale werden – was den rein sprachlichen Inhalt betrifft – dann als verschieden erkannt, wenn sie in mindestens einem Phonem verschieden sind. (Die Phonemsätze verschiedener Sprachen weisen zum Teil Unterschiede auf.) Versucht man, die Laute mit dem zeitlichen Signalverlauf zu identifizieren, so stellt man typische Abschnitte mit einer Dauer von beispielsweise 10 ms (Explosivlaute) bis 200 ms (Vokale und Zischlaute) fest. Sowohl Sprachproduktion wie Gehör arbeiten also in Zeitsegmenten, die viel kleiner sind als die Abschnitte, über die normalerweise statistische Mittelwerte bestimmt werden. Wie in Kapitel 2 gezeigt wurde, fassen aber gerade alle theoretischen Optimierungsverfahren auf langzeitlichen statistischen Mittelwerten. Die Verwendung dieser Kenngrössen in der Nachrichtentechnik ist natürlich immer da berechtigt, wo schon der Aufgabenstellung nach nicht nur eine zeitliche Mittelung der Signale eines Sprechers massgebend ist, sondern auch eine Mittelung über ein ganzes Sprecherensemble, wie bei Berechnungen für Vielkanalfrequenzmultiplexsysteme. Diese Diskrepanz, insbesondere die Problematik der theoretischen Optimierungsverfahren, soll in den folgenden Abschnitten aufgezeigt werden.

32 Langzeitstatistik

Angaben über Langzeit-Leistungsspektren finden sich in verschiedenen Publikationen. In *Figur 9* sind zunächst die häufig verwendeten Werte von *Dunn* und *White* [34] eigenen Messungen an verschiedenen Texten gegenübergestellt, wobei sich eine recht gute Übereinstimmung zeigt. (Abschnitt 412 enthält Hinweise zur Messtechnik.) *Figur 10* enthält neben den gleichen Messwerten auch noch die bei Mittelung über nur 15 ms gemessenen Maximalwerte, die bereits im allgemeinen um etwa 20 dB höher liegen. Auf-

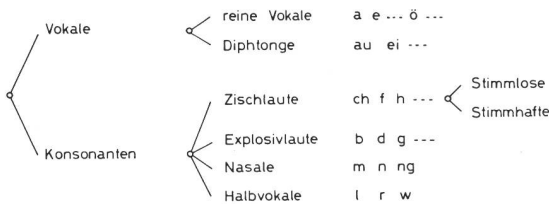


Fig. 8
Systematik der Laute

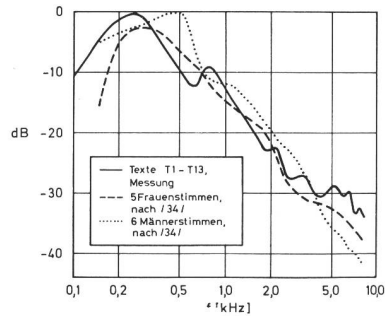


Fig. 9
Verschiedene Leistungsspektren

schlussreicher in bezug auf die Faltungsverzerrungen ist *Figur 11*, die folgende Kurven enthält (Texte T1...T13):

$$(c) \frac{\int_0^f X(f) df}{\int_0^\infty X(f) df} \text{ in } \%$$

$$(d) \frac{\int_f^\infty X(f) df}{\int_0^\infty X(f) df} \text{ in dB}$$

(e) Optimalfilter $H_{opt}(f)$ gemäss (2.18)

Es zeigt sich deutlich, dass, des rasch abfallenden Originalspektrums (Kurve (a) in *Fig. 10*) wegen, eine vollständige Beschneidung bei den üblichen Abtastfrequenzen einen recht kleinen Fehler ergibt. Er nimmt mit zunehmender Abtastfrequenz ab und beträgt:

f_s kHz	Leistung oberhalb $f_s/2$ in dB
6	-17
8	-19
10	-20
12	-23
16	-33

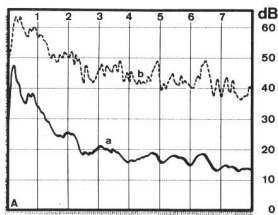


Fig. 10
Leistungsspektrum für die
Texte T1...T13
a Mittelwerte
b Maximalwerte
Einheit horizontal 25/24 kHz

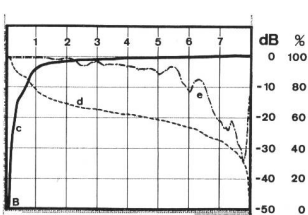


Fig. 11
Auswertung des Leistungs-
spektrums von Figur 10
c Kumulatives Spektrum
d Leistungsanteil oberhalb f
e Optimalfilter

Verzichtet man auf jede Beschneidung des Spektrums am Eingang, so ergibt sich das optimale Empfangsfilter gemäss Kurve (e) in Figur 11, welches überraschend schwache Forderungen an die Dämpfung im Sperrbereich aufweist.

33 Kurzzeitstatistik

Der Auflösung der Sprachsignale in verschiedene Laute kommt die Kurzzeitstatistik bedeutend besser entgegen. Zweckmässigerweise werden die entsprechenden Mittelwerte zeitlich gleitend ermittelt, was zu einem *zeitvariablen Leistungsspektrum* $X(f, t)$ und einer zeitveränderlichen *Autokorrelationsfunktion* $R(\tau, t)$ führt. Beim Leistungsspektrum hat sich dabei als Darstellungsart das Sonagramm eingebürgert, bei dem verschiedene Leistungsstufen als Grautöne in Funktion von Zeit und Frequenz dargestellt sind.

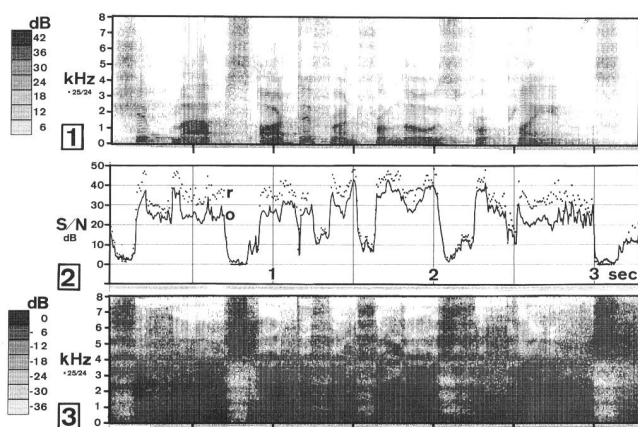


Fig. 12
Streifen 1 Sonagramm zu Text T 2
Streifen 2 Quotient Verzerrungsleistung zu Signalleistung
Streifen 3 Optimalfilterkurve

Figur 12 zeigt im oberen Streifen (1) das Sonagramm des Satzes «Ship maps are different from those for planes» (Text T2). Die meisten Laute können in dieser Darstellung deutlich lokalisiert werden, wobei die sich zeitlich ausserordentlich verändernde Struktur auffällt. Es sind vor allem die Zischlaute, deren spektrale Verteilung völlig vom Bild des Langzeitspektrums verschieden ist. Unmittelbar ergibt sich aus dieser Feststellung, dass die in Abschnitt 22 beschriebene Optimierung wohl für die energiereichen und häufigen Laute richtig ist, dass aber andererseits in erster Linie die Zischlaute, die bei hohen Frequenzen dominant sind, durch das optimale rechteckförmige Sendefilter weitgehend unterdrückt würden.

Im mittleren Streifen (2) von Figur 12 ist der zeitliche Verlauf des Verhältnisses Verzerrungsleistung:Signalleistung bei einer Mittelung über 15,36 ms und einem Zeitinkrement von 7,68 ms dargestellt, für eine Abtastfrequenz von $25/3 = 8,33$ kHz. Kurve o stellt dieses Verhältnis dar für den Fall des optimalen Empfangsfilters bei fehlendem Sendefilter, während die Kurve r für die theoretisch ideale Beschneidung bei $f_s/2$ berechnet wurde. Es bestätigen sich mit den beiden Kurven quantitativ die schon anhand des Sonagramms gemachten Feststellungen.

Wesentliche Ergebnisse sind:

- Eindeutiges Absinken des Signal/Verzerrungs-Verhältnisses für Zisch- und Explosivlaute in beiden Fällen.
- Während die theoretisch optimale Lösung mit dem rechteckförmigen Sendefilter wohl mehrheitlich auch ein bes-

seres Verhältnis Signal-/Verzerrungsleistung ergibt, tritt bei den Zischlauten eine gewisse Umkehrung ein.

Die Fragwürdigkeit der Optimierung mit Hilfe des Langzeitspektrums wird im unteren Streifen (3) von Figur 12 noch besonders deutlich gemacht, in dem mit der gleichen Darstellungstechnik wie im Sonagramm der Verlauf der Optimalfilterkurve gemäss (2.18) gezeigt wird, wenn diese für Segmente von jeweiligen 15,36 ms (256 Abtastwerte) zeitlich gleitend berechnet wird.

Es lässt sich mit den gleichen Untersuchungen zeigen, dass die Verhältnisse bei den Abtastfrequenzen 10 kHz und 12 kHz ähnlich liegen, so dass hier auf eine Darstellung verzichtet werden kann.

Aufgrund der Figur 12 stellt sich die Frage, ob nicht entgegen den theoretischen Überlegungen Filter mit weniger steilen Flanken zu einer subjektiv optimaleren Übertragungsqualität führen könnten. Solche Filter hätten zwar gewisse Faltungsverzerrungen zur Folge, würden aber andererseits die Zischlaute weniger unterdrücken. Dies gilt um so mehr, da das Sonagramm zeigt, dass im Frequenzbereich über etwa 3,5 kHz die Spektren weitgehend rauschähnlichen Charakter besitzen und eine Faltung in sich selbst unter Umständen als nicht störend empfunden würde. Allerdings bestehen dabei gewisse Grenzen, wie man anhand des Sonagrammes Figur 13 (Streifen 6) leicht zeigen kann.

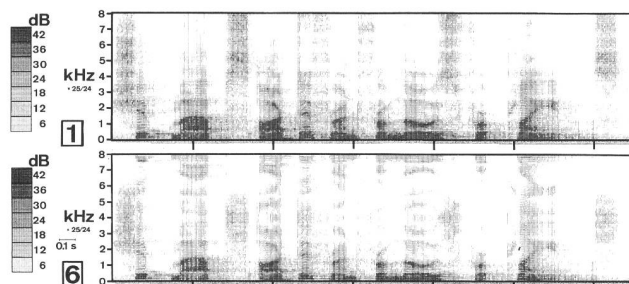


Fig. 13
Sonagramme zur Demonstration der Faltungsverzerrungen im Zeitbereich

- (1) Original-Sonogramm
(2) Sonogramm nach Durchlaufen eines Abtastsystems mit Send- und Empfangsfiltern gemäss Figur 14

Dieses wurde wiederum für den Text T2 bestimmt, und zwar nach Durchlaufen eines Systems bei $f_s = 8,33$ kHz und identischen Send- und Empfangsfiltern mit einer Charakteristik gemäss Figur 14. Zu Vergleichszwecken enthält der Streifen (1) das Originalsonogramm der Figur 12. Es sind folgende möglichen Verzerrungen erkennbar:

- Umwandlung von «s» in «sch» durch zu weit gehende Faltung des entsprechenden Spektrums
- Anharmonische zusätzliche «Formanten» oberhalb $f_s/2$ bei den Vokalen und Halbvokalen wegen der ungenügenden Unterdrückung des 1. Seitenbandes durch das Empfangsfilter.
- Besonders kritisch ist eine mangelhafte Dämpfung des Empfangsfilters bei f_s , da tieffrequente Laute zusammen mit Störgeräuschen (beispielsweise Brumm) zu einem modulierten Ton mit der Frequenz f_s führen.

Andererseits erkennt man aus der Figur 13, dass die Explosivlaute und zum Teil auch «sch» gegenüber Faltungsverzerrungen unempfindlich sind.

34 Folgerungen für das weitere Vorgehen

Die Untersuchungen an realen Sprachsignalen haben eindeutig gezeigt, dass nicht a priori auf Ergebnisse von lang-

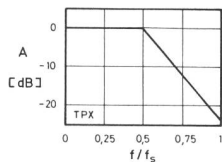


Fig. 14
Filter zur Demonstration von Faltungsverzerrungen

zeitlich statistischen Untersuchungen und noch weniger auf die theoretischen Resultate allein abgestellt werden kann. Die hier untersuchten Verzerrungen sind vorwiegend lautspezifisch und die entsprechenden Störleistungen zeitvariabel. Es ist daher unumgänglich, mit Hilfe von *subjektiven Versuchen* die tatsächlich wirksame Beeinträchtigung – oder allenfalls Verbesserung – der Sprachübertragungsqualität zu messen. Es bedeutet dies aber keineswegs, dass die theoretischen und analytischen Methoden bedeutungslos wären. Vielmehr gestatten sie, den Verzerrungsmechanismus klar darzustellen und, was die Stärke der Verzerrungen betrifft, mindestens Grössenordnungen zu setzen und Bezugswerte zu definieren. Da die Verzerrungen stark lautabhängig sind, ergeben sich für die Art der subjektiven Versuche gewisse Konsequenzen:

- Die Übertragungsqualität sollte mit Hilfe von Texten überprüft werden, die eine genügende Zahl der betroffenen Laute enthalten (Dauer > 3 s, siehe Fig. 12)
- Mögliche Lautverschiebungen (Abschnitt 32) sollten mit besonderen diagnostischen Verständlichkeitstests untersucht werden.

(Schluss folgt)

Bibliographie

- [1] Cattermole K.W. Principles of Pulse Code Modulation. London, Verlag Iliffe, 1969.
- [2] Shannon C. Communication in the Presence of Noise. Proc. IRE 37 (1949) 1.
- [3] Proceedings of the 1st IEEE Zürich Seminar. Digital Processing of Analog Signals.
- [4] David E.E. u.a. Description and Results of Experiments with Speech Using Digital Computer Simulation. Bell Telephone System Monograph 3405 (1959).
- [5] Kündig A. Digitale Telephonie. Bern, Verlag Hallwag 1972 (Blaue Reihe Heft 103).
- [6] Brugia O. Origini, Sviluppo e Stato Attuale della Tecnica dei Sistemi Telefonici Integrati. Suppl. zu Note, Recensioni e Notizie 17 (1968) 5.
- [7] Schenkel K.D. Die Übertragungseigenschaften eines PAM-Vermittlungssystems mit Resonanzübertragung bei Anschluss an eine Ortsleitung. Arch. el. Übertragung 22 (1968) 9.
- [8] Neu W., Kündig A. Project for a Digital Telephone Network. IEEE Trans. COM-16 (1968) 5.
- [9] Kündig A. Digital Filtering in PCM Telephone Systems. IEEE Trans. AU-18 (1970) 4.
- [10] Fultz K.E., Penick D.B. The TI Carrier System. Bell System Tech. J. 44 (1965) 7.
- [11] Bingham J.A.C. Specification and Design of Channel Filters for PCM. IEEE International Conference on Communications 1968, Proc. p. 239.
- [12] Bianchi F., Ibba G. Prove soggettive per il dimensionamento dei filtri di canale dei sistemi PCM. Note, recensioni e notizie 20 (1971) 3.
- [13] CCITT Doc. COM XII-126, Okt. 1971 (franz. PTT-Verwaltung). Determination of the characteristics of the receiving filter of a PCM System as a function of subjective tests.

- [14] McQuaid B.L., Rechter R.J. Study shows how Pre-Sampling filters influence aliasing error in digital systems. Communications Designer's Digest (1968) 8.
- [15] Oeken F.W. Frequenztransposition zur Hörverbesserung bei Innenohrschwerhörigkeit. Arch. Ohrenheilkunde (1963) 181, p. 418.
- [16] Raymond T.H., Proud G.O. Audiofrequency Conversion – An Aid for Rehabilitation in Neurosensory Hearing Loss. Archives of Otolaryngology 76 (1962) 11.
- [17] Chan D., Donaldson R.W. Subjective Evaluation of Pre- and Postfiltering in PAM, PCM, and DPCM Voice Communication Systems. IEEE Trans. COM-19 (1971) 5.
- [18] Jackson L.B., Kaiser J.F., McDonald H.S. An Approach to the Implementation of Digital Filters. IEEE Trans. AU-16 (1968) 3.
- [19] Schüssler H.W. Digitale Systeme zur Signalverarbeitung. Berlin, Springer-Verlag, 1973.
- [20] Kündig A. Synthese von rückgekoppelten Digitalfiltern mit Hilfe eines Rechners. Bern, PTT-Bericht V/F 62.003, 10.9.71.
- [21] Steiglitz K. Computer Aided Design of Recursive Digital Filters. IEEE Trans. AU-18 (1970) 2.
- [22] IEEE Recommended Practice for Speech Quality Measurements. IEEE Trans. AU-17 (1969) 3.
- [23] Kündig A. Subjektive Versuche zur Ermittlung der Sprachübertragungsqualität. Bern. Techn. Mitt. PTT 51 (1973) Nr. 6, S. 230...241.
- [24] Kuo F.F., Kaiser J.F. (ed.) System Analysis by Digital Computers. New York, John Wiley & Sons, 1966.
- [25] Stucki P. Generation of Grey Tones by Computer for Simulation of Visual Information Systems. IEEE Trans. C-18 (1969) 7.
- [26] CCITT Green Book. International Telecommunication Union, 1973. Vol. III, Empfehlungen Serie G.
- [27] Zwicker E., Feldtkeller R. Das Ohr als Nachrichtenempfänger. Stuttgart, S. Hirzel Verlag, 1967.
- [28] Flanagan J.L. Speech analysis, synthesis and perception. Berlin, Springer-Verlag, 1965.
- [29] BBC Research Dept. Report No. 1972/18.
- [30] CCITT Doc. COM Sp.D-86 (Feb. 1971, Bell Canada Northern Electric Research Ltd.): Stop Band Filter Characteristics for Primary PCM Multiplex.
- [31] House A.S. u.a. Articulation Testing Methods: Consonantal Differentiation with a Closed Response Set. J. Acoust. Soc. Am. 37 (1965) 1.
- [32] Griffiths J.D. Rhyming Minimal Contrasts: A Simplified Diagnostic Articulation Test. J. Acoust. Soc. Am. 42 (1967) 1.
- [33] Sachs L. Statistische Methoden. Berlin, Springer-Verlag, 1970.
- [34] Kuo B.C. Analysis and Synthesis of Sampled Data Control Systems. Englewood Cliffs N.J., Prentice-Hall, 1963.
- [35] Dunn H.K., White S.D. Statistical Measurements on Conversational Speech. J. Acoust. Soc. Am. 11 (1940), S. 278.
- [36] Zurmühl R. Praktische Mathematik. Berlin, Springer-Verlag, 1965.
- [37] Schaffer R.W., Rabiner L.R. A Digital Signal Processing Approach to Interpolation. Proc. IEEE 61 (1973) 6.
- [38] Schwartz M. Information Transmission, Modulation and Noise. New York, Mc Graw-Hill, 1959.
- [39] Fachtagung Signalverarbeitung der NTG. Erlangen 1973.
- [40] Herrmann O., Rabiner L.R., Chan D.S.K. Practical Design Rules for Optimum Finite Impulse Response Low-Pass Digital Filters. Bell Syst. Tech. J. 52 (1973) 6.
- [41] Fawer W., Neu W. A Terminal and Telecommunication System for Education. London, 1974 Conference on Frontiers in Education.
- [42] Kündig A., Müller H., Vejlsstrup J.G. Eine experimentelle Anlage für Rechner- und -ausgabe von digitalisierten Tonsignalen, Bern, Techn. Mitt. PTT 53 (1975) Nr. 5, S. 160...169.
- [43] Kündig A. Zur Beurteilung der Verzerrungen bei getasteter Sprachübertragung. Dissertation ETH Zürich Nr. 5281 (1974).
- [44] Wuhmann K.E. Das integrierte PCM-Fernmeldesystem IFS-1. Bern, Techn. Mitt. PTT 51 (1973) Nr. 12, S. 554...578.