

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: 9

Artikel: Die Abtastverzerrungen bei PCM-Sprachübertragung

Autor: Kündig, Albert

DOI: <https://doi.org/10.5169/seals-875849>

Nutzungsbedingungen

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften. 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. [Siehe Rechtliche Hinweise.](#)

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. [Voir Informations légales.](#)

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. [See Legal notice.](#)

Download PDF: 14.05.2025

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

Die Abtastverzerrungen bei PCM-Sprachübertragung¹

Albert KÜNDIG, Bern

621.372.542.2:621.376.56:621.391.833:621.395

4 Die subjektive Optimierung der Sende- und Empfangsfilter

41 Die Versuchskonzeption

Es ist, wie in Abschnitt 1 aufgezeigt, das Hauptziel dieser Untersuchungen, Sende- und Empfangsfilter so festzulegen, dass die subjektiv resultierende Sprachübertragungsqualität optimiert wird. An sich würde es nahe liegen, entsprechende Versuche mit einigen bekannten Filtertypen durchzuführen, beispielsweise für eine Reihe von Tiefpassfiltern vom *Butterworth*- oder *Tschebyscheff*-Typ mit verschiedenen Grenzfrequenzen und Ordnungsgraden. Ein solches Vorgehen kann jedoch nicht befriedigen: Wenn ein bestimmter Filtertyp nicht einseitig bevorzugt werden soll, müsste eine kaum verarbeitbare Vielfalt untersucht werden.

Nun lässt sich aber eine beliebige Filtercharakteristik durch gewichtete Überlagerung bestimmter Grundtypen erzeugen, ähnlich einer Zerlegung in orthogonale Basisfunktionen. Das Interessante an diesem Vorgehen liegt darin begründet, dass unter Umständen die Übertragungseigenschaften eines beliebigen Filters aus jenen der erzeugenden Grundtypen hergeleitet werden können. Es ist Ziel der beschriebenen Untersuchungen, nach der Wahl eines zweckmässigen Grundfilters einen derartigen Zusammenhang experimentell nachzuweisen und darauf aufbauend die subjektiv optimalen Kombinationen von Sende- und Empfangsfiltern zu bestimmen.

Bei der Wahl der Grundfilter muss man sich von den in Abschnitt 3 beschriebenen Eigenschaften von Sprachsignalen und Gehör leiten lassen. Ausserdem sollte es möglich sein, ein verzerrungsfreies Tiefpassfilter einfach darzustellen. Als zweckmässige Lösung ergibt sich jene von *Figur 15*. Ein Filter mit beliebiger Charakteristik im «verbotenen Bereich» oberhalb $f_s/2$ wird in einen Grundtiefpass A_0 sowie eine Reihe von frequenzverschobenen schmalen Bandfiltern («*Seitenlappen*») zerlegt. Sollte sich experimentell zeigen, dass für die entsprechenden schmalbandigen Störquellen bestimmte Überlagerungsgesetze gelten, so könnten im

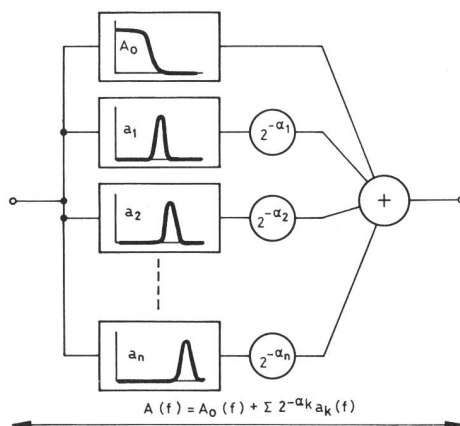


Fig. 15
Zerlegung eines beliebigen Filters in die Grundtypen $A_0, a_1, a_2, \dots, a_n$

¹ Der 1. Teil ist in den Technischen Mitteilungen PTT Nr. 8/1976, S. 294...302, erschienen.

Prinzip die Störwirkungen beliebiger Filter aus den Ergebnissen für die schmalbandigen Verzerrungen durch Superposition hergeleitet werden.

Damit ergibt sich ein Vorgehen in folgenden Schritten:

1. Frequenz- und amplitudenmässige Abtastung des Bereiches $\geq f_s/2$ durch spezielle Filter mit einem Seitenlappen. Wie *Figur 16* zeigt, kann dabei die gleiche Art Versuchsfilter sowohl zur Erzeugung der sendeseitigen wie auch der empfangsseitigen Verzerrungen eingesetzt werden. Der verschiebbare Seitenlappen erzeugt als Fenster eine dosierte Faltungsverzerrung, und zwar konzentriert um $f_s - f^*$ beim sendeseitigen, beziehungsweise f^* beim empfangsseitigen Filter. Durch die experimentelle Bestimmung des Verlaufes $A^*(f^*)$, bei dem gerade noch keine störenden Verzerrungen auftreten, ist die *Störschwelle für schmalbandige Faltungsverzerrungen* festgelegt.
2. Abklärung der Superpositionsgesetze bei der Aneinanderreihung mehrerer Seitenlappen als Übergang zu breitbandigen Verzerrungen. Bis zu dieser Versuchsphase können die Einflüsse von sende- und empfangsseitigem Filter noch getrennt werden, indem für jeden ein verzerrungsfreier Tiefpass verwendet wird.
3. Auswertung der in den Schritten (1) und (2) gewonnenen Resultate in der Form von Filtercharakteristiken mit subjektiv unmerklichen Verzerrungen. Überprüfung durch erneute subjektive Versuche und Bestimmung der besten Paare von Sende- und Empfangsfiltern in einem Eliminationsverfahren.
4. Abklärung des Einflusses von Faltungsverzerrungen auf die Lautverständlichkeit.
5. Überprüfung der Versuchsmethode sowie der Beziehungen der Ergebnisse zur Theorie.
6. Formulierung von Empfehlungen für die Charakteristik der sende- und empfangsseitigen Filter.

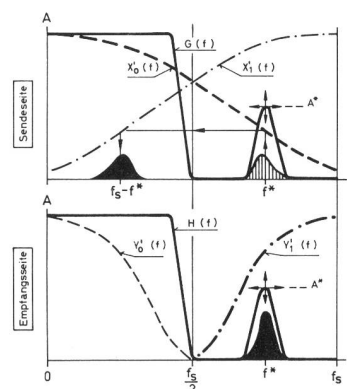


Fig. 16
Die Funktion der Versuchsfilter

- Versuchsfilter
- - - Grundband $X'_0(f), Y'_0(f)$
- .-.- 1. Seitenband $X'_1(f), Y'_1(f)$
- Faltungsverzerrung:
 - sendeseitig $X'_1(f), G_1(f_s - f)$
 - empfangsseitig $Y'_1(f), H_1(f)$

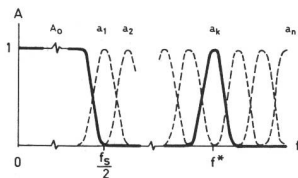


Fig. 17
Grundtypen mit $\cos^2$ -förmigen Seitenlappen

Bei der Wahl der Seitenlappenform ist die Überlegung bestimmend, dass die Superposition mehrerer Fenster verschiedener Grösse zu einem glatten Dämpfungsverlauf führen sollte. In Anlehnung an das verwandte Problem der Pulsform bei digitaler Übertragung [5] bietet sich der $\cos^2$ -förmige Verlauf an, der zweckmässigerweise auch für die Flankenform des Tiefpassanteils A_0 bei $f_s/2$ gewählt wird. Damit kann der Bereich $f_s/2 \dots f_s$ mit n äquidistanten Seitenlappen der Halbwertsbreite $f_s/2$ ($n-1$) belegt werden, wie Fig. 17 für $A^* = 0$ dB, beziehungsweise $\alpha_k = 0$ zeigt. Als Alternative müsste eigentlich zunächst in Anlehnung an die Theorie der Frequenzgruppen [26] oder kritischen Bänder [27] eine geometrische Stufung der Bandbreiten in Betracht gezogen werden, doch liesse sich ein derartiges Raster bei der Faltung nicht mit sich selbst zur Deckung bringen.

Die Zahl der Seitenlappen sowie der Amplitudenstufen ergibt sich aus praktischen Überlegungen, indem einerseits die Auflösung an die Struktur der Sprachsignale im Amplituden- und Frequenzbereich angepasst werden sollte, und andererseits die Filtervielfalt des Versuchsaufwandes wegen beschränkt werden muss. Für die Versuche wurden deshalb $n = 9$ Seitenlappen gewählt, was bei den bei Sprachübertragung üblichen Abtastfrequenzen einer Auflösung von etwa 500...1000 Hz gleichkommt. Ein Versuchsfiler kann damit eindeutig durch ein 9-tupel $\alpha_1 \alpha_2 \dots \alpha_9$ beschrieben werden. Aus praktischen Gründen wurden für die α_i hexadezimale Zahlen gewählt, die die Dämpfung in Vielfachen von 3 dB angeben, wobei als Spezialfall der Wert F eine Dämpfung $A^* = -\infty$ (dB) bedeutet. Als Beispiel ist in Fig. 18 die Übertragungsfunktion des Filters «0259EFEB A» aufgezeichnet. Eine vollständige Systematik der verwendeten Versuchsfiler mit Filterkatalog sowie Angaben über die Filtersynthese finden sich in [42].

412 Simulations- und Analyseverfahren

Da das Interesse der Arbeit anfänglich vor allem der Anwendung digitaler Filter bei der Sprachübertragung galt, ergab sich natürlicherweise für die Versuche eine Übersetzung der entsprechenden Methoden in Rechenverfahren und damit die Nachbildung aller Signaltransformationen in Simulationsprogrammen, die auf digitalisierte Sprachdaten angewendet werden. Es zeigte sich bald, dass dieses Vorgehen ganz grundsätzlich grosse Vorteile bietet, die etwa durch folgende Stichworte beschrieben werden können:

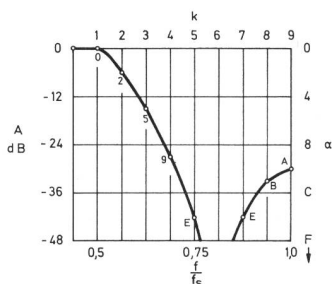


Fig. 18
Beispiel einer Filterübertragungsfunktion

- Flexibilität. Änderung von Übertragungscharakteristiken durch blosse Parameteränderungen.
- Reproduzierbarkeit und Vergleichbarkeit durch Ausgehen von gleichbleibenden digitalen Originaldaten.
- Leistungsfähigkeit, da auch unkonventionelle Filtercharakteristiken leicht verwirklicht werden können.
- Bequeme Analyse. Anwendung von Statistikprogrammen auf die digitalisierten Sprachsignale vor und nach der Verarbeitung.

Das Verarbeitungskonzept ist in Fig. 19 mit einem Ablaufplan dargestellt. Die Analog/Digital-Wandler arbeiten mit einer Auflösung von 8192 gleichmässig verteilten Amplitudenstufen. Sämtliche Rechenprogramme werden aber mit einer erhöhten Genauigkeit und Gleitkommadarstellung ausgeführt, so dass das Quantisierungsrauschen nur unbedeutend erhöht wird. Aus dem gleichen Grunde wurde auf eine möglichst gute Ausnutzung des Dynamikbereiches geachtet.

Nähere Angaben über ein Rechner-Ein/Ausgabesystem, das sich für Untersuchungen wie die hier beschriebenen eignet, finden sich in [41].

Eine detaillierte Beschreibung der Rechenprogramme erübrigt sich im Rahmen dieser Arbeit; hingegen sei anhand von Fig. 20 kurz die Methode beschrieben, die zur Nachbildung der sende- und empfangsseitigen Versuchsfiler benutzt wurde. In beiden Fällen wird ein rekursives Digitalfilter eingesetzt.

Die Simulation der Sendeseite ergibt sich durch Halbierung der Abtastrate nach einer Tiefpassfilterung (entspricht einer Abtastung im zeitdiskreten Bereich), während die

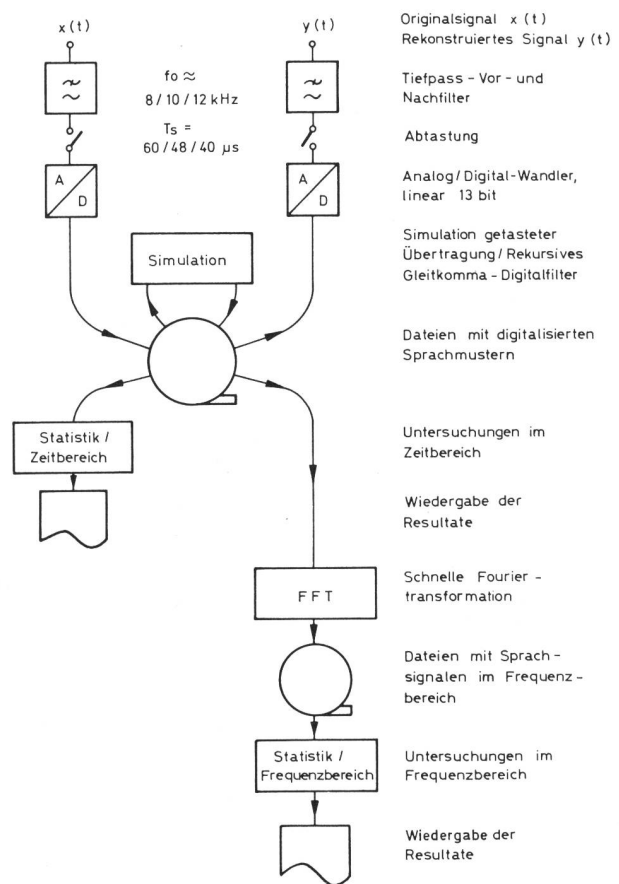


Fig. 19
Ablaufplan für die Versuche

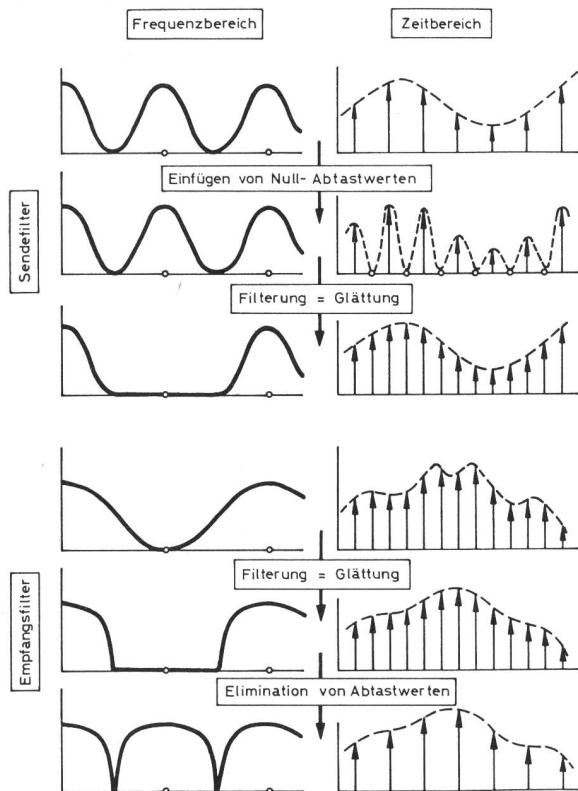


Fig. 20
Nachbildung der Sende- und Empfangsfiltre bei zeitdiskreter Simulation

Empfangsseite nachgebildet wird, indem man zunächst die Abtastrate durch Einfügen von Nullwerten verdoppelt, und dann für diese Reihe mit einem Tiefpassfilter alternierende Frequenzbänder (um ungerade Vielfache von f_s) unterdrückt (entspricht der Rekonstruktion im zeitdiskreten Bereich). Das gleiche Verfahren kommt auch im Konzentratorschlag von [9] zur Anwendung, bei dem teilnehmerseitig eine höhere Abtastrate verwendet wird als im Netz und ein Teil des Filteraufwandes in ein den verschiedenen Kanälen gemeinsames Digitalfilter verlegt wird.

Spektralanalysen werden mit schneller Fourier-Transformation (FFT) durchgeführt, wobei folgende Parameter wählbar sind:

- Anzahl Punkte im Zeitbereich je Transformation 2^M
- Fenster im Zeitbereich, Breite 2^{MT}
- Fensterform: Rechteck, mit $\cos^2$ -förmigen beidseitigen Abschlüssen der Breite $2^{MT-ME-1}$ (Spezialfall $ME=0$: sogenanntes Hanning-Fenster [23])
- Zeitschritt von Transformation zu Transformation 2^{MD}

Bei allen Frequenzanalysen wird die jeweils verwendete Transformation durch die Angabe $M/MT/MD/ME$ charakterisiert.

Die in verschiedenen Abschnitten gezeigten Sonogramme werden auf einem Zeilendrucker erzeugt, wobei jeder diskreten Fourier-Transformation über 2^M Abtastwerte im Zeitbereich eine Zeile von 2^{M-1} Punkten im Frequenzbereich zugeordnet wird. Durch Übereinanderdrucken geeigneter Zeichen lassen sich 8 Graustufen nachbilden [24], die 8 Leistungsbereiche in logarithmischem Massstab darstellen.

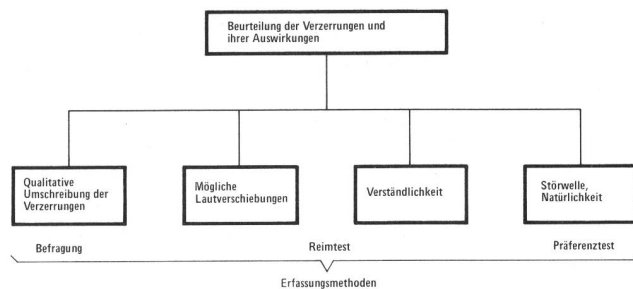


Fig. 21
Beurteilung der Verzerrungen und ihrer Auswirkungen

413 Die subjektive Beurteilung der Übertragungsqualität

Die subjektiv empfundene Übertragungsqualität ist eine vieldimensionale Grösse, die von quantifizierbaren Werten wie Verständlichkeit bis zur schwer erfassbaren Beurteilung der Natürlichkeit der Wiedergabe reicht. Die hier im Vordergrund stehenden Merkmale ergeben sich natürlicherweise aus den in den Abschnitten 2 und 3 abgeleiteten Gegebenheiten sowie aus der Sicht der Anwendungen (Fig. 21).

Wir haben das Problem der Erfassung dieser verschiedenen Merkmale bereits ausführlich in [22] dargestellt, so dass hier nur das Wesentliche über die geeignetsten Testmethoden zusammengefasst werden muss.

Bei den Präferenztests werden verschiedene Filterpaare zum Vergleich angeboten. Die Störschwelle oder Linien gleicher Präferenz können dabei ermittelt werden, indem man sich immer auf ein verzerrungsfreies Filter bezieht, während mit einem vollständigen Vergleich (Beurteilung aller möglichen Filterkombinationen) Rangfolgen festgelegt werden können. Wenn die Zahl der Versuchspaare zu gross wird, muss die Klassierung unter Umständen durch ein Eliminationsverfahren vorgenommen werden.

Da die Methode der paarweisen Vergleiche (Präferenztests) eine zentrale Stellung einnimmt, wurde deren Auswertung – wie schon in [22] angedeutet – besonders sorgfältig vorgenommen. Für jeden Vergleich werden 3 Antwortmöglichkeiten, «A besser als B», «A und B nicht unterscheidbar» sowie «A schlechter als B» gegeben. Aus den in den Versuchen gemessenen entsprechenden Antworthäufigkeiten $H1$, $H2$ und $H3$ wird ein q -Faktor

$$q = (1-H2) \times (H1-H3), -1 \leq q \leq +1$$

abgeleitet, der mit Betrag und Vorzeichen ein Mass für die Bevorzugung von A gegenüber B darstellt.

In besonderen Versuchsreihen wurde der Bereich $\pm q_0$ ermittelt, für den 2 Sprachmuster noch als praktisch gleichwertig beurteilt werden. Zu diesem Zweck werden neben den

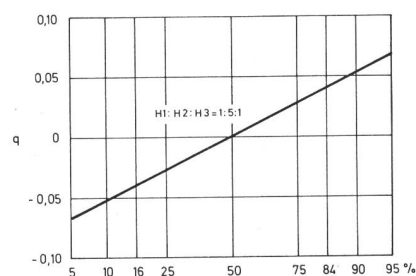


Fig. 22
Summenhäufigkeit von q für übereinstimmende Paare

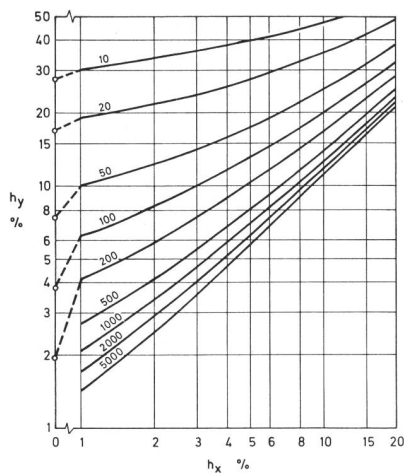


Fig. 23
Notwendige Zahl von Stichproben, um bei einem Signifikanzniveau (Irrtumswahrscheinlichkeit) von 0,2 einen wahren Unterschied zwischen zwei Häufigkeiten h_x und h_y nachzuweisen

laufenden Versuchen von Zeit zu Zeit Paare eingestreut, bei denen beide Signale identisch sind. Dabei zeigt es sich, dass im Mittel die Antworthäufigkeiten für diesen Fall bei $H_1: H_2: H_3 \approx 1:5:1$ liegen. Die aufgrund dieses Verhältnisses bestimmte Summenhäufigkeitskurve für die q -Werte ist in Fig. 22 dargestellt. Man entnimmt ihr eine Streuung von $\sigma_q = 0,035$. In der statistischen Praxis hat sich die Faustregel bewährt, dass zwei Verteilungen dann signifikant verschieden sind, wenn ihre Mittelwerte um mehr als 3σ auseinanderliegen. Entsprechend erhält man

$$q_0 \approx 0,05$$

Es muss noch betont werden, dass allfällige Ungenauigkeiten dieses Wertes praktisch nicht in die Endergebnisse der Untersuchung eingehen, da sie die Störschwelle für schmalbandige Verzerrungen nur unwesentlich beeinflussen. Diese Störschwelle wiederum dient lediglich der Elimination nicht mehr weiter untersuchter Filterpaare.

Bei der Auswertung einer Versuchsreihe sind nur die Ergebnisse jener Versuchspersonen verwendet worden, die jeweils dem in [22] angegebenen Zuverlässigkeitstest genügten. Dieser gestattet lediglich die Ergebnisse weiter auszuwerten, die sich statistisch signifikant von den Resultaten einer fiktiven Person unterscheiden, die zufallsmässig urteilt.

Der Reimtest wird mit einer Reihe von einsilbigen Wörtern vom Typ Mitlaut – Selbstlaut – Mitlaut durchgeführt. Den Versuchspersonen wird zu jedem abgespielten Wort eine Gruppe von Antwortmöglichkeiten gegeben, die in zufälliger Anordnung aus dem gesprochenen Wort selbst und einer beschränkten Zahl Abwandlungen besteht, die sich nur in

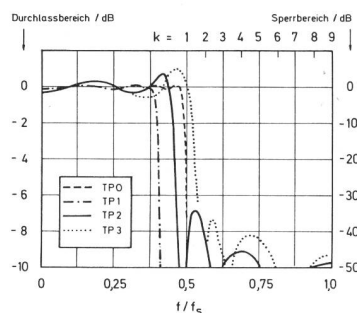


Fig. 24
Tiefpassfilter

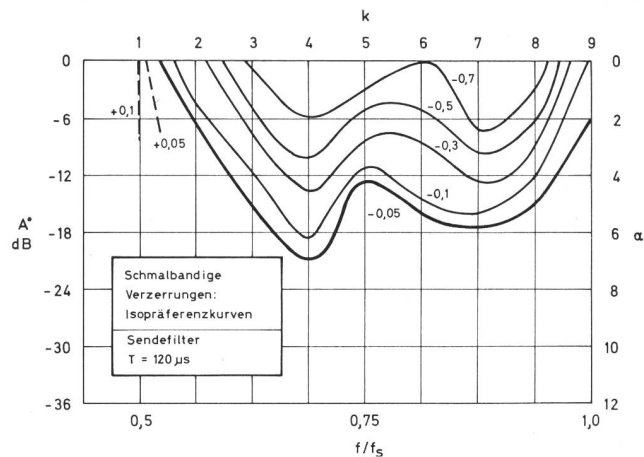


Fig. 25
Isopräferenzkurve für $T = 120 \mu s$, Sendefilter

einem der drei Laute unterscheiden (soweit möglich mit phonemischem Minimalabstand). Die Zahl der bei den Antworten auftretenden Verwechslungen ist ein Mass für die *Verständlichkeit*, während deren Klassierung in der Form einer Verwechslungsmatrix die aufgetretenen Lautverschiebungen anzeigt. Es werden, wie in Tabelle II aufgeführt, 3 Arten Reimtests angewendet.

Tabelle II. Arten der verwendeten Reimtests

Typ	Beschreibung	Anzahl Worte	Testworte/Filter
(1) C'VC	Variabler Anfangslaut	150	600
(2) CV'C	Variabler Vokal	48	192
(3) CVC'	Variabler Schlusslaut	72	288

Die entsprechenden Wortlisten finden sich in [22], wobei für den Test (3) nur ein Auszug von 12 Zeilen verwendet wurde. Die Auswertung kann in drei Stufen vorgenommen werden:

- Bestimmung der Verwechslungshäufigkeit oder der Verständlichkeit als Mittelwert über alle Worte
- Bestimmung der Verwechslungshäufigkeit für bestimmte Laute
- Analyse der Verwechslungen.

Wenn verschiedene Filter auf dieser Basis miteinander verglichen werden, so ist die statistische Signifikanz der gemessenen Häufigkeiten zu beachten. Dieselbe kann beispielsweise

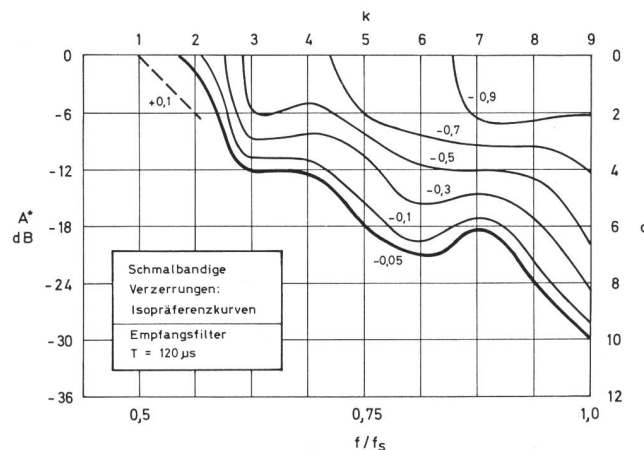


Fig. 26
Isopräferenzkurve für $T = 120 \mu s$, Empfangsfilter

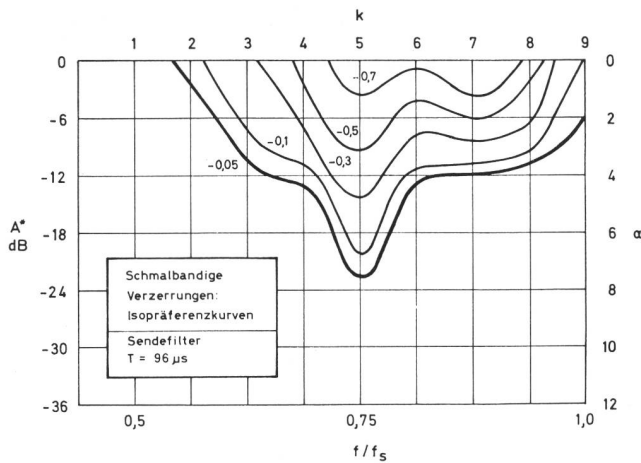


Fig. 27
Isopräferenzkurve für $T = 96 \mu s$, Sendefilter

weise aufgrund der in [32] dargestellten Methoden mit Hilfe von *Figur 23* erfolgen, aus der die Anzahl Stichproben entnommen werden kann, die notwendig sind, um mit einem Signifikanzniveau von 0,20 eine wahre Differenz zwischen zwei Häufigkeiten h_1 und h_2 nachzuweisen. Zusätzlich benötigt man die Zahl der getesteten Laute sowie jene der möglichen Verwechslungen. Obschon jedes der Filter mit jedem Wort durch vier verschiedene Versuchspersonen überprüft wurde, was die tatsächliche Zahl der Stichproben vervierfacht, ergibt sich zusammen mit *Figur 23*, dass auch bei diesem beträchtlichen Versuchsaufwand leider erst grosse Unterschiede in den Verwechslungshäufigkeiten auf signifikante Unterschiede bei den Filtern hinweisen.

Für die Versuche wurde zunächst mit acht geschulten Sprechern umfangreiches Textmaterial in den Sprachen Deutsch, Französisch und Englisch in Studioqualität aufgenommen. Neben Sätzen der sogenannten *Harvard-Liste* [21] und den Reimtests handelte es sich um Prosatexte, aus denen später besonders geeignete Abschnitte für die subjektiven Versuche sowie die statistischen Auswertungen ausgewählt wurden. Die verwendeten Texte sind in [42] wiedergegeben, während die Reimtests ganz oder auszugsweise aus [22] übernommen sind.

Mit besonderen Versuchen konnte gezeigt werden, dass die Ergebnisse der subjektiven Versuche weitgehend unabhängig von Text, Sprecher und Versuchsmethode sind und auch für Sprachen gelten, die dem Deutschen verwandt sind [42].

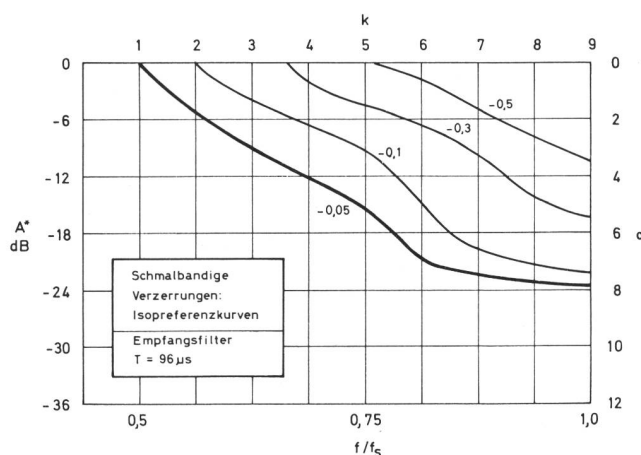


Fig. 28
Isopräferenzkurve für $T = 96 \mu s$, Empfangsfilter

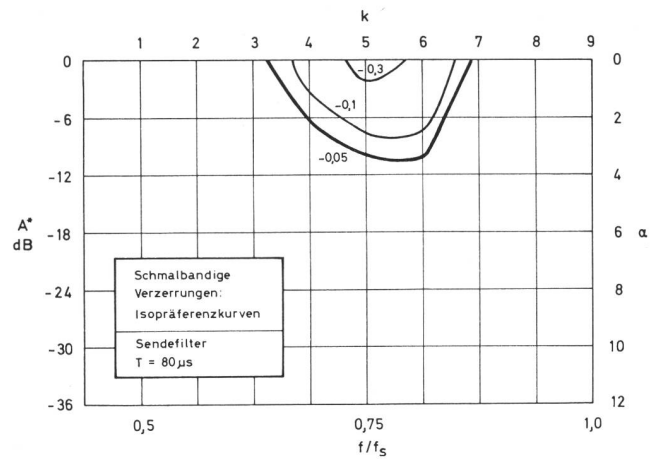


Fig. 29
Isopräferenzkurve für $T = 80 \mu s$, Sendefilter

42 Schmalbandige Verzerrungen

421 Die experimentelle Bestimmung der Störschwellen

Die Bestimmung der Störschwellen geschah mit paarweisen Vergleichen gemäss 413, wobei als Referenz der verzerrungsfreie Tiefpass TP 2 «FFFFFFFFF» aus *Figur 24* diente. Zunächst wurde mit Vorversuchen abgeklärt, auf welchen Frequenz/Dämpfungsbereich sich die Vergleiche beschränken können. Innerhalb dieses Bereichs wurden dann alle Filter mit einfachen Seitenlappen und Dämpfungen in 6-dB-Stufen untersucht. Die Ergebnisse sind in den *Figuren 25...30* zusammengefasst, in denen für schmalbandige Verzerrungen die Linien gleicher Bevorzugung (Isopräferenzkurven) gegenüber dem verzerrungsfreien Tiefpass angegeben sind. Es lassen sich daraus im wesentlichen folgende Ergebnisse gewinnen:

- Die eigentliche *Störschwelle* wird, wie in 413 gezeigt, durch die Isopräferenzlinie A^* ($f, q = -0,05$) gegeben. Diese Störschwelle dient als Ausgangspunkt der weiteren Untersuchungen.
- Während mit zunehmender Abtastfrequenz das Sendefilter immer *unkritischer* wird, bleiben die Anforderungen an das Empfangsfilter *annähernd gleich*.
- Die Versuche mit $T_s = 120 \mu s$ zeigen (*Fig. 25* und *26*), dass das Auftreten von Verzerrungen unmittelbar oberhalb der Nyquistfrequenz tatsächlich zu einer *scheinbaren Qualitätsverbesserung* führen kann. Während dies bisher

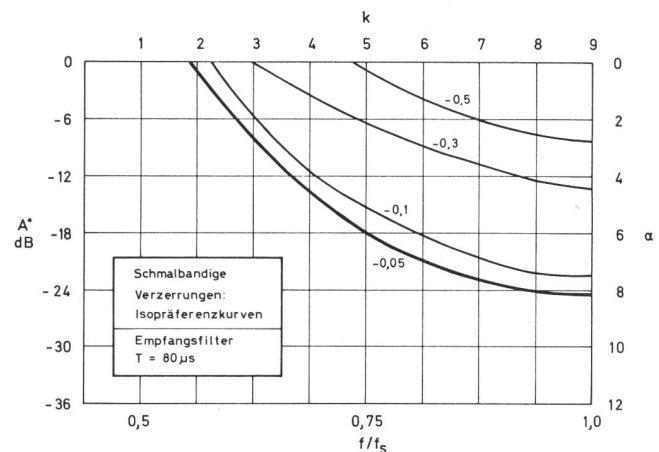


Fig. 30
Isopräferenzkurve für $T = 80 \mu s$, Empfangsfilter

wohl für das Sendefilter vermutet wurde [8], zeigen die Ergebnisse nun, dass auch auf der Empfangsseite eine Optimierung im gleichen Sinne denkbar ist.

- Bei einer gegebenen Frequenz besteht zwischen dem Präferenzfaktor q und der Seitenlappendämpfung in dB, bezogen auf die Störschwelle A^* , ein annähernd linearer Zusammenhang, wie Fig. 31 zeigt.

422 Der Einfluss auf die Verständlichkeit

Die in 33 aufgezeigte Möglichkeit von Lautverschiebungen macht zusätzliche Untersuchungen über die Verständlichkeit notwendig, wäre es doch durchaus möglich, dass trotz scheinbar unbeeinträchtigter Übertragungsqualität die Verständlichkeit infolge der Faltungsverzerrungen leiden könnte. Immerhin ist es sinnvoll, in dieser Versuchsphase die Tests auf die Abtastfrequenz $f_s \approx 8$ kHz und wenige Filter zu beschränken, da einerseits die Verzerrungen bei dieser Frequenz am kritischsten sind und andererseits selbst bei hohen Verständlichkeitswerten ein Teil des Frequenz/Dämpfungsbereiches wegen schlechter Übertragungsqualität ausscheidet.

Zu Vergleichszwecken wurde in die Filterreihe jedoch der Tiefpass TP1 mit einbezogen, der bei $f_s = 8$ kHz annähernd mit den Empfehlungen des CCITT für Telefonieübertragung übereinstimmt [25].

Die Überprüfung verschiedener Filter mit den drei Arten von Reimtests ergibt die in den Tabellen III und IV zusammengestellten globalen Verständlichkeitswerte.

Tabelle III. Lautverständlichkeit in % bei Reimtests, Sendefilter

Filtertyp	Reimtest C'VC	CV'C	CVC'	q-Wert nach Fig. 25
TP1	95,2	96,4	99,0	—
'FFFFFFF' = TP 2	95,7	98,4	97,9	0,0
'OFFFFFFFF' = TP 3	97,0	—	97,2	+0,1
'FOFFFFFF'	97,5	99,5	97,2	-0,2
'FFOFFFFF'	97,3	—	95,8	-0,7
'FFFOFFFF'	95,5	—	—	-0,9
'FFFFOFFF'	97,2	98,4	97,5	-0,8

Tabelle IV. Lautverständlichkeit in % bei Reimtests, Empfangsfilter

Filtertyp	Reimtest C'VC	CV'C	CVC'	q-Wert nach Fig. 26
(Original, $f_s = 16,7$ kHz)	98,8	99,0	97,9	—
'FFFFFFF' = TP 2	98,2	99,0	96,9	0,0
'OFFFFFFFF' = TP 3	98,5	—	97,2	+0,0
'FOFFFFFF'	98,3	99,0	96,9	-0,1
'FFOFFFFF'	97,3	—	96,5	-0,5
'FFFOFFFF'	97,7	—	—	-0,6
'FFFFOFFF'	97,7	97,4	96,9	-0,7

Hervorstechendstes Resultat ist die Feststellung, dass auch bei sehr störenden Faltungsverzerrungen (grosse negative q-Werte) die Lautverständlichkeit nur unwesentlich verschlechtert wird. Dies hat namentlich auch auf den weiteren Verlauf der Untersuchungen Einfluss:

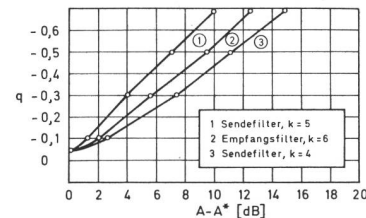


Fig. 31
Abhängigkeit des q-Faktors von der Seitenlappendämpfung

- Es berechtigt, auf Verständlichkeitsmessungen bei den andern Abtastfrequenzen zu verzichten. Die Lautverständlichkeiten liegen ohnehin bei Werten, wie sie in ähnlichen Versuchen mit Rauschen als Störer erst für Rauschabstände bis > 30 dB [31] gemessen wurden.
- Eine weitergehende Auswertung der Verständlichkeitsmessungen stösst auf Schwierigkeiten, da bei der sehr kleinen Fehlerwahrscheinlichkeit und den üblichen Grössen der Testgruppen die Unterschiede der Verständlichkeiten für die meisten Fälle statistisch nicht besonders signifikant sind (Fig. 23).

43 Breitbandige Verzerrungen

431 Bestimmung der Überlagerungsgesetze

Der Zerlegung eines Filters in verschiedene Grundfilter (Fig. 15) entspricht die Aufteilung der Faltungsverzerrungen in eine Reihe von schmalbandigen Anteilen. Es gilt nun, wenn möglich einen Zusammenhang zwischen der Übertragungsqualität eines gegebenen Filters und den Eigenschaften der Grundfilter herzuleiten. Dies kann wiederum nur mit subjektiven Versuchen geschehen, da nicht a priori entschieden werden kann, welche Überlagerungsgesetze gelten. Einerseits wäre anzunehmen, dass die verschiedenen Verzerrungsanteile korreliert sind und daher eine Spannungsaddition (im Gegensatz zur Leistungsaddition bei unkorrelierten Störleistungen) angebracht wäre. Andererseits zeigen Vorversuche, dass schmalbandige Verzerrungen eher störender wirken als breitbandige gleicher Leistung.

In zwei Versuchsreihen wurden deshalb schmal- und breitbandige Verzerrungen einander gegenübergestellt. Ein Auszug der Resultate ist in Fig. 32 wiedergegeben, die den q-Faktor in Funktion des Verhältnisses p der Störspannungen beziehungsweise Störleistungen zeigt.

Das Verhältnis p erhält man aus den Ergebnissen für die Störschwelle (Fig. 25), während die dargestellte Gerade mit linearer Regression aufgrund der Messwerte bestimmt wurde. Die Annahme eines linearen Zusammenhanges ist an sich unwesentlich, da nur das Verhalten in der Nähe des

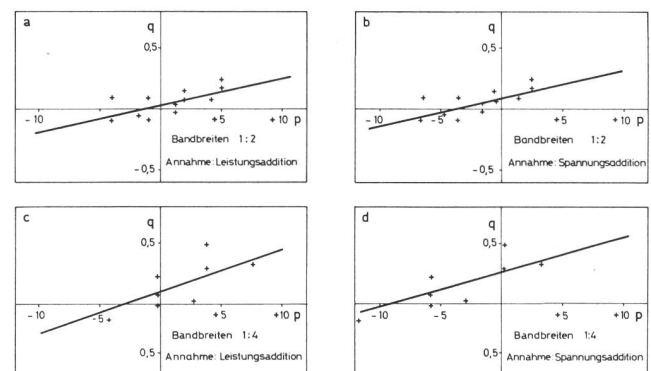


Fig. 32
Bestimmung der Überlagerungsgesetze für das Sendefilter (p in dB)

Ursprungs interessiert (gleiche Störspannung beziehungsweise Störleistung), wurde aber hier in Anlehnung an die annähernd lineare Abhängigkeit des q-Faktors von der Dämpfung bei schmalbandigen Verzerrungen (Fig. 31) benutzt.

Man entnimmt der Figur 31, dass mit guter Näherung sowohl sende- wie empfangsseitig bei der Überlagerung die *Leistungsaddition* gilt. Mit zunehmender Bandbreite ist das Additions-gesetz eher noch schwächer, da die Regressionsgerade auch bei Leistungsaddition oberhalb des Nullpunktes verläuft. Das gleiche Resultat erhält man auch im Falle des Empfangsfilters [42].

432 Grundlagen für die Auswahl verzerrungsfreier Filter

Die Versuche des letzten Abschnittes haben gezeigt, dass die Störwirkung eines Seitenlappens annähernd gleich gross ist wie jene mehrerer Seitenlappen mit gleicher Gesamtleistung, bezogen auf die schmalbandige Störschwelle. Normiert man die Verzerrungsleistung N_a eines einzelnen Seitenlappens bei der Störschwelle mit 1, so ergibt sich damit als Bedingung für subjektiv verzerrungsfreie Übertragung der Ausdruck

$$N_a = \sum_{k=1}^9 2^{-(\alpha_k - \alpha_k^*)} \leq 1 \quad (4.1)$$

N_a ist die normierte Verzerrungsleistung, α_k sind die Dämpfungsstützwerte des Filters gemäss 411 und α_k^* die Werte für die Störschwelle im gleichen Massstab. Die Normwerte α_k^* können direkt den Figuren 25...30 entnommen werden.

Die Bedingung in Gleichung (41) wird immer noch von einer grossen Zahl von Filtern erfüllt, so dass für eine subjektive Optimierung mit vertretbarem Aufwand eine engere Auswahl getroffen werden muss. Diese ergibt sich aus folgenden Überlegungen:

- Im Blick auf möglichst einfache Filterrealisierungen ist eine kleine Flankensteilheit anzustreben.
- Der Dämpfungsverlauf sollte der in den Figuren 25 und 26 aufgezeigten Möglichkeit einer Qualitätsverbesserung Rechnung tragen.

Für die weitere Optimierung wurden entsprechend noch je drei Filter ausgewählt und zusammen mit dem annähernd idealen Tiefpass TP0 als Referenz weiteren paarweisen subjektiven Versuchen unterzogen.

433 Qualitative Beschreibung der Verzerrungen

Durch Befragung der Versuchspersonen wurde versucht, die Faltungsverzerrungen qualitativ zu umschreiben. Diese Umschreibungen decken sich weitgehend mit der in Abschnitt 33 aufgrund der Sonagramme gemachten Voraussagen. Mehrheitlich ist von den Versuchspersonen folgende Beurteilung festgehalten worden:

- *Sendefilter*
 - * Lautverschiebung $s \rightarrow sch$
 - * Vortäuschung von Sprachfehlern, in erster Linie Lispeln
 - * Zischen
- *Empfangsfilter*
 - * metallische Wiedergabe
 - * überlagerte sprachmodulierte Töne
 - * anharmonisches Resonanzklirren

Besonders hervorzuheben ist, dass namentlich beim Empfangsfilter eine dosierte Verzerrung als angenehm im Sinne von «vorgetäuschten Höhen» empfunden wurde.

44 Optimale Sende- und Empfangsfilter

441 Auswahl der günstigsten Kombinationen in einem Eliminationsverfahren

Die Ermittlung der subjektiv optimalen Kombinationen von Sende- und Empfangsfiltern geschieht im Prinzip durch einen Vergleich aller möglichen Kombinationen unter sich. Leider ist die Zahl der Versuchspaare bei je vier Sende- und Empfangsfiltern mit 240 je Abtastfrequenz bereits so hoch, dass zu einem zweistufigen Eliminationsverfahren übergegangen werden muss. Zweckmässig ist in diesem Fall die Bildung von vier Teilgruppen, in denen zunächst je ein Sendefilter mit allen Empfangsfiltern kombiniert wird. In einem zweiten Schritt werden die besten Filterkombinationen unter sich und mit den theoretisch optimalen Rechteckfiltern verglichen.

Die Ergebnisse sind in [42] ausführlich dargestellt. Es lassen sich folgende Resultate ableiten:

- Die Optimierung ist vor allem auf der Empfangsseite wirksam, während das Sendefilter bei allen Abtastfrequenzen unkritisch ist.
- Mit zunehmender Abtastfrequenz nehmen die Qualitätsunterschiede zwischen den Filtern immer mehr ab. Bei $f_s = 12,5$ kHz können innerhalb der Versuchsgruppe keine statistisch signifikanten Unterschiede mehr festgestellt werden.

Die weitere Auswertung in der Form von *Toleranzschemas* findet sich in 451.

442 Verständlichkeit bei optimalen Filterkombinationen

In einer beschränkten Versuchsreihe wurde mit dem CVC-Reimtest die Verständlichkeit optimierter Filter bei $f_s = 8,33$ kHz überprüft.

Es ergeben sich aus *Tabelle V* die folgenden Resultate:

Tabelle V. Versuchsreihe mit dem CVC-Reimtest

Sendefilter	Empfangsfilter	Verständlichkeit (%)
TP0	TP0	99,0
optimiert	TP0	97,7
TP0	optimiert	97,8
optimiert	optimiert	99,0

Aufgrund von Figur 23 zeigt sich, dass diese Unterschiede statistisch nicht signifikant sind.

443 Vergleich der Übertragungsqualität bei verschiedenen Abtastfrequenzen

Um das Bild abzurunden, wurden in einem letzten vollständigen Vergleich für die drei untersuchten Abtastfrequenzen die theoretisch idealen mit den subjektiv optimierten Filtern verglichen. Aus *Figur 33*, dem Ergebnis dieser Versuchsreihe, lassen sich folgende Schlüsse ziehen:

- Die subjektive Optimierung ist am wirksamsten im Bereich $f_s = 8...12$ kHz. Oberhalb 13 kHz und unterhalb 7 kHz sind keine spürbaren Verbesserungen mehr möglich.
- Das bei einer Abtastfrequenz von 10 kHz optimierte Filter ergibt praktisch die gleiche Übertragungsqualität wie das rechteckförmige Filter bei einer Abtastfrequenz von 12 kHz.
- Gegenüber der für PCM-Systeme normierten Abtastfrequenz von 8 kHz und den dabei üblichen Filtern sind we-

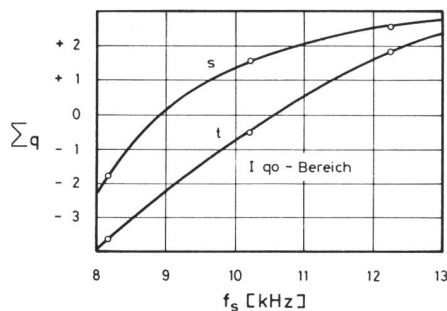


Fig. 33
Vergleich der subjektiv gemessenen Übertragungsqualität für theoretisch ideale (t) und subjektiv optimierte (s) Filterpaare

sentliche Verbesserungen bei einer Erhöhung von f_s auf mindestens 10 kHz und durch die Wahl geeigneter Filter möglich.

45 Zusammenfassung und Auswertung der Ergebnisse

451 Empfohlene Filtercharakteristiken

Es verbleibt noch, die Resultate so darzustellen, dass sie für die Dimensionierung der Filter als praktische Grundlage dienen können. Es haben sich dafür Toleranzschemata für den Frequenzgang eingebürgert, die sich in unserem Falle – unter Berücksichtigung der «Nullzone» $\pm q_0$ – leicht aus den Ergebnissen des Abschnitts 441 herleiten lassen. Sie sind in *Figur 34* dargestellt, die zu Vergleichszwecken auch die geltenden schweizerischen beziehungsweise CCITT-Empfehlungen für PCM-Telefonkanäle ($f_s = 8$ kHz) enthält. Die Schemata lassen deutlich folgendes erkennen:

- Das sendeseitige Filter wird mit zunehmender Abtastfrequenz immer unkritischer und lässt generell für den Flankenverlauf einen grossen Spielraum zu.
- Die Anforderungen an das Empfangsfilter sind annähernd unabhängig von der Abtastfrequenz, wobei für $f_s < 10,4$ kHz geringere Flankensteilheiten erforderlich sind als beim Sendefilter. Der Toleranzbereich für den Flankenverlauf ist, verglichen mit dem Sendefilter, bedeutend schmaler.

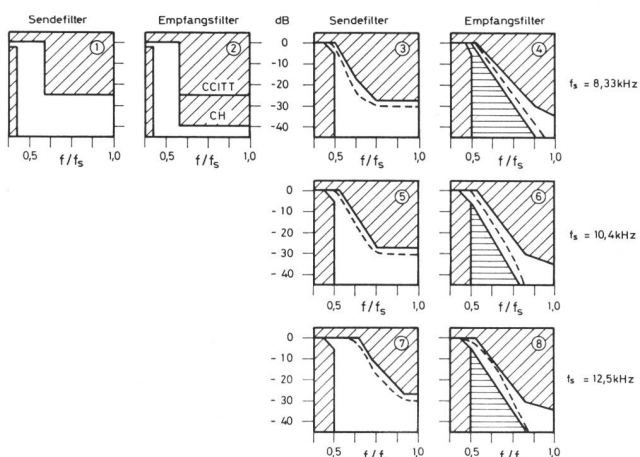


Fig. 34
Filter-Toleranzschemata

- ////// Gesperrter Bereich
- ===== Statistisch signifikant vom optimierten Filter verschieden, aber besser als idealer Tiefpass ($f_s/2$)
- Subjektiv optimiertes Filter
- 1...2 CCITT-Empfehlung G. 712 beziehungsweise Pflichtwert der Schweizer PTT (CH), $f_s = 8$ kHz
- 3...8 Resultate der subjektiven Versuche

Die verhältnismässig starken Abweichungen von den heutigen Empfehlungen für PCM-Systeme dürfen auf keinen Fall dahingehend interpretiert werden, dass diese bisher falsch dimensioniert worden wären. Vielmehr war bei den Normen die Randbedingung dominant, dass eine Tandemschaltung mit Trägerfrequenzanlagen nicht zu verständlichem Nebensprechen infolge Umsetzung der Seitenbänder führen darf [11]. Diese Bedingung kann fallen gelassen werden, wenn in einem integrierten System die Abtastung direkt an den Verbindungsenden geschieht. Bei den Schnittstellen zu einem konventionellen Netz müssten hingegen weiterhin die bisher geltenden strengen Forderungen angewendet werden.

452 Aufwandabschätzungen für die Filter

Einleitend wurde in Kapitel 1 für die Filter die Frage der Wirtschaftlichkeit in den Vordergrund gestellt. Die Toleranzschemata gestatten nun, mit einer Aufwandabschätzung auf diese Frage einzugehen. Für die Filterrealisierung stehen viele Möglichkeiten offen – verschiedenartige passive oder aktive Analogfilter, rekursive oder nichtrekursive Digitalfilter –, so dass es schwierig ist, eine allgemeingültige Antwort zu geben. Stellvertretend soll der Aufwand bei einem nichtrekursiven Digitalfilter (Transversalfilter) bestimmt werden, da dafür sehr zuverlässige Schätzwerte berechnet werden können [39] und anzunehmen ist, dass sich die Komplexität anderer Filtertypen ähnlich verhält. Ausserdem nimmt der Aufwand bei diesen Filtern etwa proportional zur Zahl der Abzapfungen (Ordnungsgrad) in vergleichsweise kleinen Stufen zu.

Neben den Werten für die Grenzfrequenzen, Flankensteilheit und Sperrdämpfung, die man den Toleranzschemata von *Figur 34* entnimmt, muss noch die Welligkeit der Dämpfung im Durchlassbereich festgelegt werden. Unter der Annahme, dass auch beim integrierten Netz eine zweimalige Abtastung erfolgen könnte (zum Beispiel bei einer Umwegverbindung über das noch bestehende konventionelle Netz), und dabei die Durchlassbereichsforderung gleichmässig auf alle vier beteiligten Filter verteilt werden soll, erhält man eine Welligkeit von $\pm 0,55$ dB, wenn im schlimmsten Fall die Forderungen des CCITT [25] für eine weltweite Verbindung eingehalten werden sollen. Damit erhält man aufgrund der Näherungsformeln von [39] die in *Figur 35* angegebenen Ordnungsgrade nichtrekursiver Filter. Es zeigt sich, dass bei $f_s = 8$ kHz gegenüber den heute notwendigen Filtern wesentliche Einsparungen möglich sind. Der Filteraufwand ist mit zunehmender Abtastfrequenz auf der Empfangsseite annähernd konstant, während er auf der Sendeseite eindeutig absinkt.

Neben den bereits erwähnten Möglichkeiten von praktischen Filterrealisierungen wurde verschiedentlich auch schon eine Integration des Sendefilters in das Mikrofon –

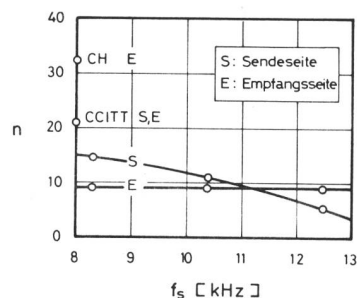


Fig. 35
Ordnungsgrad n von nichtrekursiven Digitalfiltern entsprechend den Toleranzschemata von *Figur 34*

in der Form eines akustischen Filters – vorgeschlagen. Offenbar liegt die Problematik derartiger Filter bei der Beherrschung mechanischer Toleranzen. Die vorliegenden Untersuchungen zeigen nun, dass der weite zulässige Toleranzbereich beim Sendefilter diese sehr wirtschaftliche Lösung für ein digitales Telefonnetz doch als realistisch erscheinen lässt.

5 Schlussfolgerungen

Die Untersuchungen haben eindeutig die eingangs aufgestellte Vermutung bestätigt, dass nur subjektive Versuche eine realistische Beurteilung der Sprachsignalverzerrungen in getasteten Systemen erlauben. Dabei hat sich ergeben,

dass sich – selbst krasse – Abweichungen von den optimalen Filter- und Rekonstruktionsverfahren praktisch nicht auf die Verständlichkeit auswirken. Hingegen erlaubt die Beurteilung der Natürlichkeit der Wiedergabe eine wirkungsvolle Optimierung, die zeigt, dass für die Sende- und Empfangsfilter in integrierten Netzen wirtschaftliche Lösungen möglich sind. Gleichzeitig ist eine messbare Verbesserung der Übertragungsqualität verwirklicht.

Als sehr aussagekräftiges Werkzeug für die den subjektiven Versuchen vorangehenden Untersuchungen haben sich kurzzeitstatistische Werte in der Form zeitvariabler Spektren (Sonagramme) erwiesen. Sie erlauben eine weitgehend richtige qualitative Voraussage der Verzerrungen.

Die nächste Nummer bringt unter anderem Vous pourrez lire dans le prochain numéro

H. Bosshard	Das Betriebsführungssystem der Radio- und Fernsehabeilung
H. Steinle	Protection du bois utilisé dans la construction des lignes Protezione del legno nella costruzione di linee
E. Seemann F. Maurer	Ausrüstungen zur subjektiven Beurteilung der Sprachübertragung in der Telefonie Equipements servant à l'évaluation subjective de la transmission de la parole en téléphonie
